LA ESCUELA DEL RADIOTÉCNICO

EDITORIAL LABOR, S. A.
BARCELONA - MADRID

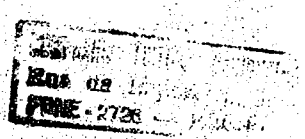
LA
ESCUELA
DEL
RADIO-
TECNICO

IV

MEDIDAS
EN ALTA
Y BAJA
FRECUENCIA

1.200.

4 Vols.



LA ESCUELA
DEL
RADIOTÉCNICO

TOMO IV

Medidas en alta y baja frecuencia

LA ESCUELA DEL RADIOTÉCNICO

ENCICLOPEDIA PRÁCTICA DE RADIOTECNIA APLICADA

PUBLICADA BAJO LA DIRECCIÓN
DE
JOAQUÍN SÁNCHEZ-CORDOVÉS
Ingeniero de Telecomunicación

TOMO IV

EDITORIAL LABOR, S. A.
BARCELONA - MADRID - BUENOS AIRES - RIO DE JANEIRO
MÉXICO - MONTEVIDEO
1950

MEDIDAS EN ALTA Y BAJA FRECUENCIA

POR

ESTEBAN BENABARRE MINA

Jefe Técnico del Laboratorio
de la Dirección General de Radiodifusión

Con 239 figuras

EDITORIAL LABOR, S. A.

BARCELONA - MADRID - BUENOS AIRES - RIO DE JANEIRO
MÉXICO - MONTEVIDEO

1950

ES PROPIEDAD

PRINTED IN SPAIN

TALLERES GRÁFICOS MARIANO GALVE. CARMEN, 16 - BARCELONA

PRÓLOGO

Entre la gran cantidad de libros de radiotecnia general que existen publicados en varios idiomas, son muy escasos los dedicados especialmente a medidas radioeléctricas, y aún los que conocemos, en ediciones que vieron la luz hace varios años, resultan ya incompletos y anticuados, por virtud del rápido progreso de la técnica.

D. Esteban Benabarre ha incorporado a sus extensos conocimientos su depurada experiencia obtenida en el trabajo cotidiano del Laboratorio de la Dirección General de Radiodifusión, lo cual le ha permitido redactar con innegable acierto didáctico una obra actual y viva que será de gran utilidad para los técnicos.

J. Sánchez-Cordovés

ÍNDICE DE MATERIAS

Índice de materias

Págs.

Preliminares..... 1

CAPÍTULO I

Medidas de elementos de circuitos radioeléctricos..... 7

CAPÍTULO II

Determinación de las características de circuitos radioeléctricos..... 66

CAPÍTULO III

Medida de la frecuencia..... 110

CAPÍTULO IV

Medidas en transmisores..... 121

CAPÍTULO V

Medidas en receptores..... 168

CAPÍTULO VI

Medidas de propagación del campo electromagnético..... 202

CAPÍTULO VII

Medidas en frecuencias ultraelevadas..... 226

APÉNDICE

I y II. Ábacos para conversión de longitudes de onda en frecuencias.... 250

III. Ábaco para la reducción de decibelios a relaciones de potencias o tensiones..... 251

IV. Ábaco para determinar la correspondencia entre un número dado de decibelios sobre un nivel de 6 mW, con la potencia y con la tensión sobre una línea de 500 ohmios..... 252

V y VI. Ábacos para el cálculo de reactancia y frecuencia de resonancia. 254

VII. Ábaco para calcular los coeficientes de autoinducción de bobinas cilíndricas de una sola capa de espiras..... 255

Págs.

VIII. Ábaco para el cálculo de los coeficientes de autoinducción de bobinas de nido de abeja..... 256

IX. Ábaco para calcular el diámetro óptimo del conductor de una bobina cilíndrica de una sola capa de espiras..... 257

X. Ábaco para calcular el factor de calidad (Q) de una bobina cilíndrica de una sola capa de espiras..... 258

XI. Ábaco para calcular el coeficiente de inducción mutua de dos bobinas coaxiales..... 259

ÍNDICE ALFABÉTICO..... 261

TABLA DE SÍMBOLOS

La página indicada a la derecha de cada concepto es aquella donde se define el significado de cada letra o donde se emplea por primera vez

		Págs.
A	Amperio	130
a	Constante de amortiguamiento	107
β	Constante de longitud de onda	107
C, c	Capacidad	10
c/s	Ciclos por segundo	23
dB	Decibelio	91
δ	Factor de potencia	14
E	Fuerza electromotriz, diferencia de potencial en corriente continua o valor máximo en corriente alterna	7
E_{eff}	Valor eficaz de la f. e. m. en corriente alterna	208
e	Base del sistema de logaritmos naturales	9
e	Valor instantáneo de fuerza electromotriz o diferencia de potencial en corriente alterna	18
ε_a	Error absoluto	6
ε_r	Error relativo	6
f	Frecuencia	44
f_0	Frecuencia de resonancia.	39
G, g	Conductancia	66
G	Ganancia	144
H	Henrio	108
I	Intensidad en corriente continua o valor máximo en corriente alterna.	8
I_{eff}	Valor eficaz de la corriente alterna	68
i	Valor instantáneo de la corriente alterna	76
j	Utilización de intensidad.	157
k	Coeficiente de acoplamiento	84
k	Factor de distorsión	156
kc/s	Kilociclos por segundo	30
L	Coeficiente de autoinducción	14
λ	Longitud de onda	110
m	Coeficiente de profundidad de modulación	129
mA	Miliamperio	34
mH	Milihenrio	27
mV	Milivoltio	69
mW	Milivatio	169
M	Coeficiente de inducción mutua	77
Mc/s	Megaciclos por segundo.	49
μ	Coeficiente de amplificación	144
μF	Microfaradio	25
μH	Microhenrio	56
μV	Microvoltio	210
μV/m	Microvoltios por metro.	210
n	Relación de transformación	83
ω, Ω	Pulsación	10
Ω	Ohmio	57
pF	Picofaradio	48
Q	Factor de sobretensión	12
R, r	Resistencia	9
S, s	Susceptancia	66
S	Pendiente	144
t	Tiempo	57
T	Período, temperatura.	72, 127
θ	Ángulo de fase	11
v	Velocidad	204
W	Potencia	162
X	Reactancia	9
X_C	Reactancia capacitiva	32
X_L	Reactancia inductiva	33
Y	Admitancia	66
Z	Impedancia	7

Preliminares

Para mejor aprovechamiento de la lectura del texto, es conveniente tener presentes las siguientes relaciones matemáticas elementales:

1. Medida trigonométrica de ángulos. La unidad de medida es el radián, valor angular del arco cuya longitud es igual a la de su radio.

$$\frac{\pi r\, a^\circ}{180^\circ} = r; \qquad a^\circ = \frac{180^\circ}{\pi} = 57^\circ\ 17'\ 45'',$$

que es el valor del radián medido en grados sexagesimales.

Siendo $C = 2\pi r$ la longitud de la circunferencia, su valor angular en radianes será

$$\frac{C}{r} = 2\pi \text{ radianes.}$$

Por consideraciones análogas, se tiene:

$$\text{valor angular de } \frac{C}{2} = 180^\circ = \pi \text{ radianes}$$

$$\text{» » de } \frac{C}{4} = 90^\circ = \frac{\pi}{2} \text{ radianes}$$

$$\text{» » de } \frac{C}{8} = 45^\circ = \frac{\pi}{4} \text{ radianes}$$

y, en general,

$$\text{valor angular de } \frac{C}{n} = \frac{2\pi}{n}$$

2. Relaciones trigonométricas usuales.

$$\operatorname{sen}^2 a + \cos^2 a = 1 \qquad \operatorname{tg} a \cdot \cot a = 1$$

$$\operatorname{tg} a = \frac{\operatorname{sen} a}{\cos a} \qquad \operatorname{sen} a = \pm \frac{\operatorname{tg} a}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 a}}$$

$$\cot a = \frac{\cos a}{\operatorname{sen} a} \qquad \cos a = \pm \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 a}}$$

$$\operatorname{tg} a = \pm \frac{\operatorname{sen} a}{\sqrt{1 - \operatorname{sen}^2 a}}$$

$$\operatorname{tg} a = \pm \frac{\sqrt{1 - \cos^2 a}}{\cos a}$$

$$\operatorname{sen}(a \pm b) = \operatorname{sen} a \cdot \cos b \pm \cos a \cdot \operatorname{sen} b$$

$$\cos(a \pm b) = \cos a \cdot \cos b \mp \operatorname{sen} a \cdot \operatorname{sen} b$$

$$\operatorname{sen} a + \operatorname{sen} b = 2 \operatorname{sen} \frac{a + b}{2} \cos \frac{a - b}{2}$$

$$\operatorname{sen} a - \operatorname{sen} b = 2 \cos \frac{a + b}{2} \operatorname{sen} \frac{a - b}{2}$$

$$\cos a + \cos b = 2 \cos \frac{a + b}{2} \cos \frac{a - b}{2}$$

$$\cos a - \cos b = -2 \operatorname{sen} \frac{a + b}{2} \operatorname{sen} \frac{a - b}{2}$$

$$\cos a \pm \operatorname{sen} b = 2 \operatorname{sen} \left[\frac{\pi}{4} - \frac{a \mp b}{2} \right] \cos \left[\frac{\pi}{4} - \frac{a \pm b}{2} \right]$$

$$\operatorname{sen}^2 a - \operatorname{sen}^2 b = \cos^2 b - \cos^2 a = \operatorname{sen}(a + b) \cdot \operatorname{sen}(a - b)$$

$$\cos^2 a - \operatorname{sen}^2 b = \cos^2 b - \operatorname{sen}^2 a = \cos(a + b) \cdot \cos(a - b)$$

$$\operatorname{tg}(a \pm b) = \frac{\operatorname{tg} a \pm \operatorname{tg} b}{1 \mp \operatorname{tg} a \cdot \operatorname{tg} b}$$

$$\operatorname{tg} a \pm \operatorname{tg} b = \frac{\operatorname{sen}(a \pm b)}{\cos a \cdot \cos b}$$

$$\cot(a \pm b) = \frac{\cot a \cdot \cot b \mp 1}{\cot b \pm \cot a}$$

$$\cot a \pm \cot b = \frac{\operatorname{sen}(b \pm a)}{\operatorname{sen} a \cdot \operatorname{sen} b}$$

$$\cot a \pm \operatorname{tg} b = \frac{\cos(a \mp b)}{\operatorname{sen} a \cdot \cos b}$$

$$\operatorname{sen} 2a = 2 \operatorname{sen} a \cdot \cos a$$

$$\cos 2a = \cos^2 a - \operatorname{sen}^2 a$$

$$\operatorname{tg} 2a = \frac{2 \operatorname{tg} a}{1 - \operatorname{tg}^2 a}$$

$$\cot 2a = \frac{\cot^2 a - 1}{2 \cot a}$$

$$\operatorname{sen} \frac{a}{2} = \pm \sqrt{\frac{1 - \cos a}{2}}$$

$$\cos \frac{a}{2} = \pm \sqrt{\frac{1 + \cos a}{2}}$$

3. Noción de vector. Se llama vector a un segmento cuyos extremos se consideran en un orden determinado. El primero se llama origen, y el segundo, extremo.

Cada punto A del plano determina un vector de origen O y extremo A, el cual también queda determinado dando sus proyecciones a y b sobre los ejes coordenados. La proyección a sobre el eje xx' se llama componente real del vector, y la proyección b, sobre el eje yy' componente imaginaria, y se representa en la escritura con el símbolo jb, siendo j la unidad imaginaria, tomada por convención igual a

$$\sqrt{-1}.$$

4. Números imaginarios. La resultante de la composición de a y b en el dibujo, es el segmento OA o vector $\overrightarrow{OA}$, y la resultante de la composición de a y b en la escritura es el número complejo

$$a + jb.$$

Esta expresión se llama binómica o cartesiana.

La expresión trigonométrica o polar del mismo número, es

$$m(\cos \varphi + j \operatorname{sen} \varphi),$$

donde $$m = |OA| = \sqrt{a^2 + b^2}$$

recibe el nombre de módulo, siendo:

$$a = m \cdot \cos \varphi$$
$$b = m \cdot \operatorname{sen} \varphi.$$

La expresión exponencial es la siguiente:

$$m \cdot e^{j\varphi}$$

(e, base de logaritmos naturales, $= 2{,}718...$).

Se emplea también comúnmente, por su simplicidad, la expresión trigonométrica binómica

$$m \angle \varphi$$

Suma de números imaginarios.

$$(a + jb) + (a' + jb') = a + a' + j(b + b').$$

Multiplicación.

$$(a + jb) \cdot (a' + jb') = aa' - bb' + j(ab' + ba').$$

Dos números imaginarios son conjugados cuando tienen la misma parte real y las imaginarias de signo contrario:

$$a + jb \quad \text{es el conjugado de} \quad a - jb.$$

División. Primer caso.

$$\frac{a + jb}{c} = \frac{a}{c} + j\frac{b}{c}$$

Segundo caso.

$$\frac{a + jb}{c + jd} = \frac{(a + jb)(c - jd)}{(c + jd)(c - jd)} = \frac{ac + bd - j(ad - bc)}{c^2 + d^2}$$

es decir,

$$\frac{ac + bd}{c^2 + d^2} - j\frac{ad - bc}{c^2 + d^2} \qquad (j^2 = -1)$$

Fórmula de Moivre.

$$[m(\cos\varphi + j \operatorname{sen}\varphi)]^n = m^n(\cos n\varphi + j \operatorname{sen} n\varphi).$$

5. Logaritmos. Se llama logaritmo de n en el sistema de base a al exponente a que debe elevarse la base para obtener n.

Siendo $a^l = n$, se escribe $l = \log_a n$.

Los logaritmos de base e se llaman neperianos, naturales o hiperbólicos.

Los logaritmos de base 10 se llaman decimales o de Briggs.

El logaritmo de un producto es la suma de los logaritmos de los factores.

El logaritmo de una potencia es el producto del exponente por el logaritmo de la base.

6. Funciones hiperbólicas. En el párrafo 4 se ha establecido:

$$e^{j\varphi} = \cos\varphi + j \operatorname{sen}\varphi,$$

luego

$$e^{-j\varphi} = \cos(-\varphi) + j \operatorname{sen}(-\varphi) = \cos\varphi - j \operatorname{sen}\varphi,$$

y, por tanto,

$$\frac{e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}}{2} = \cos\varphi,$$

y también

$$\frac{e^{j\varphi} - e^{-j\varphi}}{2j} = \operatorname{sen}\varphi.$$

Igualmente se verifica:

$$\operatorname{sen}(a \pm b) = \frac{e^{j(a \pm b)} - e^{j(a \pm b)}}{2j}$$

$$\cos(a \pm b) = \frac{e^{j(a \pm b)} + e^{j(a \pm b)}}{2}$$

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{1}{j} \cdot \frac{e^{j\varphi} - e^{-j\varphi}}{e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}}$$

Se define el coseno hiperbólico de φ, simbolizado por $Ch\,\varphi$, por la relación

$$Ch\,\varphi = \cos j\varphi;$$

el seno hiperbólico de φ, por

$$Sh\,\varphi = -j \operatorname{sen} j\varphi,$$

y, sucesivamente:

$$Th\,\varphi = -j \operatorname{tg} j\varphi$$

$$Cth\,\varphi = j \cot j\varphi.$$

Asimismo, se verifica:

$$Ch\,j\varphi = \cos\varphi$$

$$Sh\,j\varphi = j \operatorname{sen}\varphi$$

$$Th\,j\varphi = j \operatorname{tg}\varphi$$

$$Cth\,j\varphi = -j \cot\varphi.$$

Se comprueban fácilmente las relaciones:

$$Sh(a \pm b) = Sh\,a \cdot Ch\,b \pm Ch\,a \cdot Sh\,b$$

$$Ch(a \pm b) = Ch\,a \cdot Ch\,b \pm Sh\,a \cdot Sh\,b$$

$$Ch^2 a - Sh^2 a = 1.$$

Son interesantes las formas:

$$Sh(a + jb) = Sh\,a \cdot Ch\,jb + Ch\,a \cdot Sh\,jb = Sh\,a \cdot \cos b + jCh\,a \cdot \operatorname{sen} b$$

$$Ch(a + jb) = Ch\,a \cdot Ch\,jb + Sh\,a \cdot Sh\,jb = Ch\,a \cdot \cos b + j\,Sh\,a \cdot \operatorname{sen} b.$$

7. **Cálculo de errores.** Se llama error absoluto de un número aproximado a la diferencia entre el número exacto N y el número aproximado N', y en el texto se simboliza por ε_a.

Error relativo de un número aproximado N' es el cociente del error absoluto por el número exacto N, y se representa por ε_r.

Por tanto,

$$N - N' = \varepsilon_a$$

y

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon_a}{N}$$

Porcentaje de error de un número aproximado es el producto de su error relativo ε_r por 100.

El error relativo de un número aproximado no varía al multiplicar o dividir éste por un número cualquiera. Por consiguiente, un límite superior de dicho error de un número aproximado que tiene todas sus cifras exactas es la unidad dividida por la primera cifra significativa seguida de tantos ceros como cifras exactas siguen a aquélla:

$$N' = a, bcde$$

$$\varepsilon_r < \frac{1}{a \times 10^4}$$

El error absoluto de una suma algébrica de números aproximados es la suma de los errores absolutos de los sumandos.

El error relativo de un producto de dos números aproximados cuyos errores relativos son ε_r y ε_r', es

$$\varepsilon_r + \varepsilon'_r + \varepsilon_r \varepsilon'_r,$$

y, prácticamente, el límite superior de error del producto es la suma de los límites superiores de error de los factores.

El error relativo de un cociente de dos números aproximados cuyos errores relativos son ε_r y ε'_r, es

$$\frac{\varepsilon_r - \varepsilon'_r}{1 + \varepsilon'_r}$$

e, igualmente en la práctica, el límite superior de error del cociente es la suma de los límites superiores de error del dividendo y del divisor.

El error relativo de la raíz cuadrada de un número aproximado cuyo error relativo es ε_r, vale

$$\frac{\varepsilon_r}{\sqrt{1 + \varepsilon_r} + 1}$$

y el límite superior de error de la raíz es la mitad del límite superior de error del radicando.

CAPÍTULO I

Medidas de elementos de circuitos radioeléctricos

Son elementos de circuitos radioeléctricos los componentes simples de los mismos, tales como resistencias, condensadores y bobinas.

Medidas por el método del puente

Un gran número de medidas sobre dichos elementos se obtienen aplicando las propiedades del puente de cuatro ramas, que recibe distintas denominaciones según sus varios diseños.

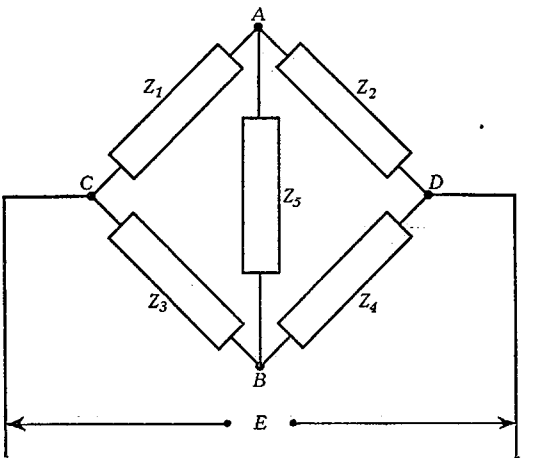


FIG. 1 *a*

Aplicando el teorema del dipolo (THÈVENIN) al puente de cuatro ramas (fig. 1 *a*), para los terminales *A* y *B*, se obtiene:

$$E_{AC} = \frac{E}{Z_1 + Z_2} Z_1; \qquad E_{BC} = \frac{E}{Z_3 + Z_4} Z_3,$$

para *AB* en circuito abierto (fig. 1 *b*).

Restando de la segunda ecuación la primera, queda

$$E_{AB} = E \frac{Z_3 Z_2 - Z_1 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} \qquad \text{(I, 1)}$$

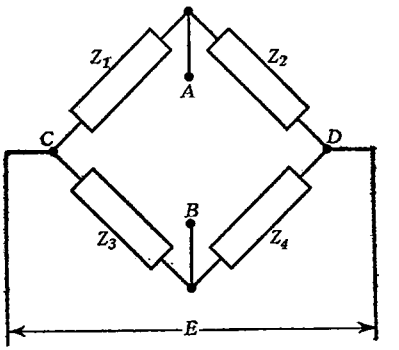


FIG. 1 *b*

La impedancia Z_{AB} que presenta el circuito del puente entre los terminales A y B, poniendo el generador en corto circuito ($E=0$), es (fig. 2):

$$Z_{AB} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{Z_3 Z_4}{Z_3 + Z_4} \qquad \text{(I, 2)}$$

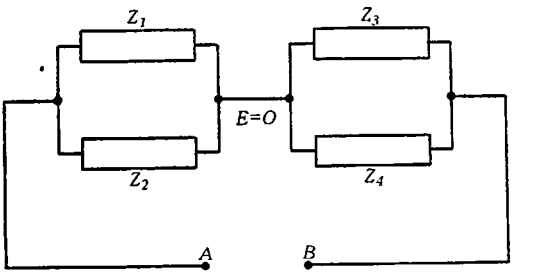


FIG. 2

El circuito equivalente resultante se representa en la figura 3, y para el mismo se verifica:

$$I_5 = \frac{E_{AB}}{Z_{AB} + Z_5} \qquad \text{(I, 3)}$$

Se dice que el puente se encuentra equilibrado eléctricamente cuando $I_5 = 0$, condición que se cumple para $E_{AB} = 0$, ó, lo que es lo mismo,

$$Z_2 Z_3 - Z_1 Z_4 = 0, \qquad \text{(I, 4)}$$

para $(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4) \neq 0$ [1].

[1] Si $Z_1 + Z_2 = 0$ ó $Z_3 + Z_4 = 0$; E queda en corto circuito y se produce una falsa condición de equilibrio.

Las impedancias Z_1, Z_2, Z_3 y Z_4 poseen en general componentes disipativa (resistencia pura) y reactiva (inductiva o capacitiva), por lo que la expresión desarrollada de dichas impedancias es de la forma:

$$Z_h = R_h + jX_h = |Z_h| e^{j\theta_h}. \qquad (I, 5)$$

Sustituyendo los símbolos de las impedancias de cada rama del puente por sus expresiones desarrolladas de la forma (I, 5), en la expresión de la condición de equilibrio del puente (I, 4) se obtiene

$$|Z_2| \cdot |Z_3| e^{j(\theta_2+\theta_3)} = |Z_1| \cdot |Z_4| e^{j(\theta_1+\theta_4)}. \qquad (I, 6)$$

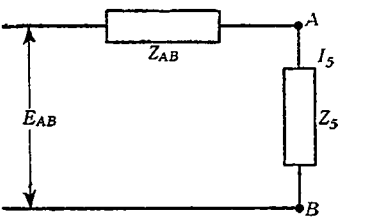


FIG. 3

Esta igualdad exige las siguientes:

$$|Z_2| \, |Z_3| = |Z_1| \, |Z_4| \qquad (I, 7)$$

$$\theta_2 + \theta_3 = \theta_1 + \theta_4. \qquad (I, 8)$$

que son las condiciones generales de equilibrio del puente de cuatro ramas. Otra forma de escribir estas condiciones de equilibrio se obtiene a partir de la notación binómica dada en (I, 5). Así se tiene

$$(R_2 + jX_2)(R_3 + jX_3) = (R_1 + jX_1)(R_4 + jX_4) \qquad (I, 9)$$

y operando queda:

$$R_2R_3 + jR_2X_3 + jR_3X_2 - X_2X_3 = R_1R_4 + jR_1X_4 + jR_4X_1 - X_1X_4$$

$$R_2R_3 - X_2X_3 + j(R_2X_3 + R_3X_2) = R_1R_4 - X_1X_4 + j(R_1X_4 + R_4X_1).$$

Para que se verifique esta última igualdad es preciso que sean iguales entre sí las partes real e imaginaria del primero y segundo miembros:

$$R_2R_3 - X_2X_3 = R_1R_4 - X_1X_4 \qquad (I, 10)$$

$$R_2X_3 + R_3X_2 = R_1X_4 + R_4X_1 \qquad (I, 11)$$

Las ecuaciones (I, 10) y (I, 11) son las expresiones de las condiciones de equilibrio del puente deducidas de la notación binómica de las impedancias.

a) Puentes de corriente continua

En el caso particular de que las impedancias de las ramas del puente no contengan más que componentes disipativas, lo que ocurre siempre que E sea continua (puentes de Wheatstone, Kirchhoff, etc.), la condición de equilibrio se reduce a

$$R_2R_3 = R_1R_4, \qquad (I, 12)$$

que es la del puente representado en la figura 4, en el que se utiliza la relación (I, 12) para determinar el valor de la resistencia a la corriente

continua de una cualquiera de las ramas en función de las resistencias de las restantes.

b) Puentes de corriente alterna

En este género de puentes, la tensión E del generador es alterna y sus distintos tipos son adecuados para obtener medidas de capacidades de condensadores y coeficientes de autoinducción de bobinas, así como resistencias de pérdida de los primeros y capacidades distribuídas de las segundas en baja y alta frecuencias. Estos puentes reciben diversos nombres según sean sus especiales aplicaciones. A continuación se establecen las condiciones de equilibrio de algunos de los más usuales.

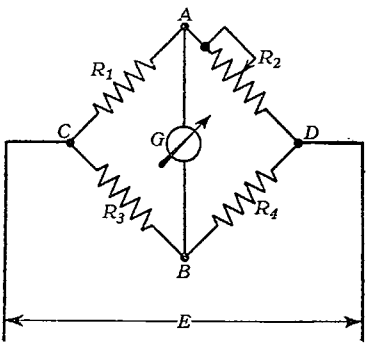


FIG. 4

1. Puente de Schering para capacidades. Las condiciones generales de equilibrio establecidas por (I, 7) y (I, 8), aplicadas al puente Schering representado esquemáticamente en la figura 5, se convierten en las siguientes:

$$C_4 = C_3 \frac{R_1}{R_2} \qquad \text{(I; 13)}$$

$$R_4 = R_2 \frac{C_1}{C_3} \qquad \text{(I, 14)}$$

En efecto, tomando las expresiones de las impedancias de cada rama en función de sus componentes dadas en la figura 5, se tiene:

$$|Z_1| = \sqrt{\frac{R_1^2}{1 + R_1^2\,\omega^2\,C_1^2}}$$

$$|Z_4| = \sqrt{\frac{1 + R_4^2\,\omega^2\,C_4^2}{\omega^2\,C_4^2}}$$

$$|Z_2| = R_2$$

$$|Z_3| = \frac{1}{\omega\,C_3}$$

valores que, sustituídos en (I, 7), dan

$$\frac{R_2}{C_3} = \frac{R_1}{C_4} \sqrt{\frac{1 + R_4^2\,\omega^2\,C_4^2}{1 + R_1^2\,\omega^2\,C_1^2}} \qquad \text{(I, 15)}$$

Además,

$$\theta_2 + \theta_3 = -\frac{\pi}{2}$$

cualesquiera que sean los valores de R_2 y C_3, con la sola condición de que C_3 y R_2 sean respectivamente capacidad y resistencia puras. Por

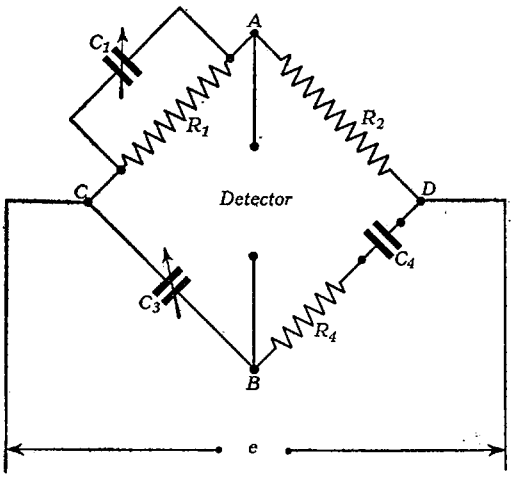


FIG. 5

consiguiente, como para el equilibrio (I, 8) es preciso que se verifique

$$\theta_1 + \theta_4 = \theta_2 + \theta_3,$$

se tiene,

$$\theta_1 + \theta_4 = -\frac{\pi}{2}, \qquad \operatorname{tg}\theta_1 = \cot\theta_4$$

relación que exige la siguiente:

$$R_4\ C_4 = R_1\ C_1. \qquad \text{(I, 16)}$$

La ecuación (I, 15), teniendo en cuenta esta última relación, se convierte en

$$C_4 = C_3\ \frac{R_1}{R_2}$$

que es la primera condición de equilibrio (I, 13) anteriormente establecida.

Sustituyendo este valor de C_4 en (I, 16), queda

$$R_4 = R_2\ \frac{C_1}{C_3}$$

segunda de las condiciones de equilibrio (I, 14) establecidas para el

puente de Schering. Las ecuaciones de equilibrio del puente de Schering para capacidades permiten determinar C_4 y R_4, es decir, la capacidad y la resistencia de pérdida de un condensador, conocidos los valores de C_1, R_1, C_3 y R_2.

Si en este tipo de puente se toman como variables C_1 y C_3, siendo fijas, para un mismo campo de medidas, R_1 y R_2, y el condensador C_3 está graduado para valores de capacidad, se obtiene, por lectura directa, la capacidad C_4, aplicando la relación (I, 13). No se puede obtener R_4 por lectura directa, porque su valor está dado (I, 14) en función de dos variables, C_1 y C_3, una de las cuales, C_3, queda condicionada por el valor de C_4. Atendiendo a que, según (I, 16),

$$R_4\, C_4 = R_1\, C_1,$$

o, lo que es igual,

$$\frac{1}{Q_4} = R_1\, \omega\, C_1 \qquad \text{(I, 17)}$$

relación que permite graduar el condensador C_1 en valores de $\frac{1}{Q_4}$, para una determinada frecuencia de trabajo, se puede obtener por lectura directa el valor del factor de potencia del brazo del puente que contiene R_4 y C_4, ya que, como es sabido,

$$\text{Factor de potencia} \approx R_4\, \omega\, C_4 = \frac{1}{Q_4}$$

El valor de R_4 se obtiene indirectamente para cada valor de C_4 utilizando la relación

$$R_4 \approx \frac{\text{Factor de potencia}}{\omega\, C_4}$$

2. Puente de Sauty. Otro montaje en puente de cuatro ramas muy frecuentemente empleado para medidas de capacidades y resistencias de pérdida de condensadores, es el de Sauty representado en la figura 6.

Se pueden obtener las condiciones particulares de equilibrio por consideraciones análogas a las aplicadas al puente de Schering; pero, en este caso, resulta más breve utilizar las ecuaciones (I, 10) y (I, 11) deducidas utilizando la notación binómica.

Sustituyendo en la ecuación general de equilibrio (I, 4) los símbolos de las impedancias por sus notaciones binómicas dadas por (I, 5), se obtiene:

$$R_1 \left(R_4 - j\,\frac{1}{\omega\, C_4}\right) = R_3 \left(R_2 - j\,\frac{1}{\omega\, C_2}\right) \qquad \text{(I, 18)}$$

$$R_1\, R_4 - j\,\frac{R_1}{\omega\, C_4} = R_3\, R_2 - j\,\frac{R_3}{\omega\, C_2}$$

Para que se verifique esta igualdad es preciso que sean iguales entre sí las partes real e imaginaria del primero y segundo miembros:

$$R_4 = \frac{R_2 R_3}{R_1} \qquad \text{(I, 18 b)}$$

$$C_4 = \frac{R_1 C_2}{R_3} \qquad \text{(I, 19)}$$

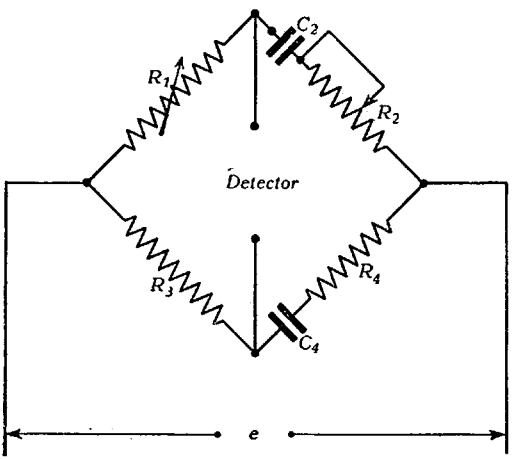


FIG. 6

Multiplicando miembro a miembro estas dos últimas igualdades resulta

$$R_4 C_4 = R_2 C_2,$$

o también, introduciendo el factor ω en los dos miembros,

$$\text{Factor de potencia} \approx \frac{1}{Q_4} = \omega R_2 C_2 = \omega R_4 C_4 \qquad \text{(I, 20)}$$

Las relaciones (I, 19) y (I, 20) son las ecuaciones de equilibrio del puente de Sauty.

Haciendo variables R_1 y R_2 se pueden determinar C_4 y $\frac{1}{Q_4}$ por lectura directa, bastando para ello graduar R_1 para valores de capacidad y R_2 para valores de factor de potencia $\frac{1}{Q_4}$, para la frecuencia de trabajo del puente.

3. Puente de Hay para autoinducciones de bobinas de alto Q. Aplicando al puente de Hay (fig. 7) las condiciones generales de equi-

librio (I, 7) y (I, 8) se obtiene:

$$L_1 = C_1 \frac{R_2 R_3}{1 + \delta^2} \qquad \text{(I, 21)}$$

$$\left(\delta = \frac{R_1}{X_1}\right)$$

$$R_4 = \frac{R_2 R_3}{R_1} \frac{1}{(1 + Q_1^2)} \qquad \text{(I, 22)}$$

En efecto, la condición (I, 8) exige, dado que $\theta_2 + \theta_3 = 0$, que se verifique igualmente

$$\theta_1 + \theta_4 = 0; \qquad \operatorname{tg} \theta_1 = -\operatorname{tg} \theta_4$$

de donde

$$Q_4 = \frac{\omega L_4}{R_4} = \frac{1}{\omega C_1 R_1} \qquad \text{(I, 23)}$$

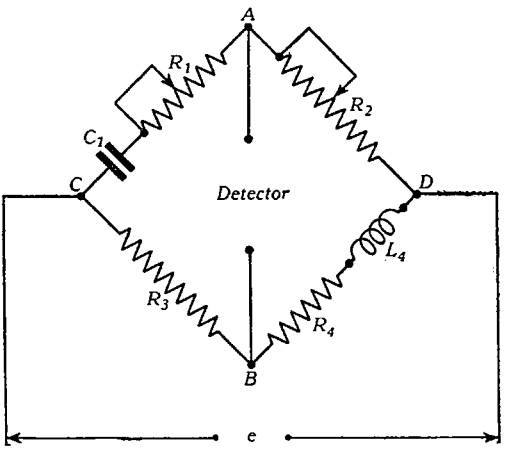


FIG. 7

Sustituyendo en (I, 7) las impedancias de cada rama por sus valores en función de C_1, R_1, R_2, R_3, R_4 y L_4 (fig. 7), se tiene:

$$R_2 R_3 = \sqrt{R_1^2 + \frac{1}{\omega^2 C_1^2}} \sqrt{R_4^2 + \omega^2 L_4^2} \qquad \text{(I, 24)}$$

$$R_2 R_3 = \left(1 + \frac{1}{\omega^2 R_1^2 C_1^2}\right) R_1 R_4$$

luego

$$R_4 = \frac{R_2 R_3}{R_1} \frac{1}{(1 + Q_1^2)}$$

que coincide con (I, 22).

Además, de (I, 24), sacando fuera de los radicales el factor $\frac{\omega L_4}{\omega C_1}$,

se deduce

$$R_2 R_3 = \frac{\omega L_4}{\omega C_1} \sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2} \sqrt{1 + \frac{R_4^2}{\omega^2 L_4^2}} \qquad \text{(I, 25)}$$

pero, teniendo en cuenta (I, 23),

$$\frac{R_4^2}{\omega^2 L_4^2} = R_1^2 \omega^2 C_1^2 = \frac{1}{Q_1^2} = \frac{1}{Q_4^2} = \delta^2$$

la relación (I, 25) se transforma en la siguiente:

$$L_4 = C_1 \frac{R_2 R_3}{1 + \delta^2}$$

que es la condición de equilibrio (I, 21) anteriormente establecida.

Haciendo variables R_2 y R_1 se pueden determinar L_4 y Q_4 por lectura directa, graduando R_2 para valores de coeficientes de autoinducción y R_1 para valores de factores de sobretensión (Q).

Las lecturas de L_4 son solamente válidas para bobinas de alto Q, para las cuales $\delta = \frac{1}{Q_4}$ es lo suficientemente pequeño para poder establecer

$$L_4 \approx C_1 R_2 R_3$$

4. Puente de Maxwell. Para valores pequeños de Q es más adecuado el esquema de la figura 8, que representa el puente de Maxwell.

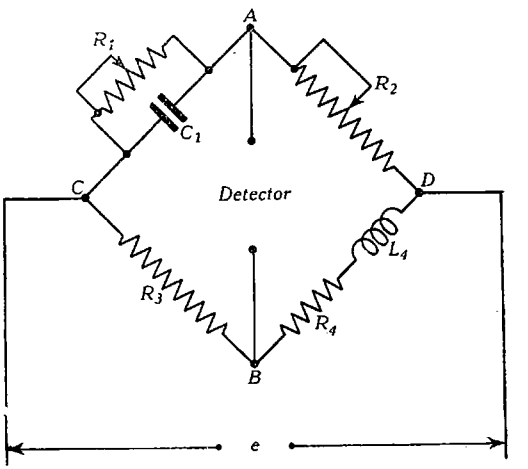


FIG. 8

Las ecuaciones de equilibrio de este puente son las siguientes:

$$L_4 = C_1 R_2 R_3 \qquad \text{(I, 26)}$$

$$R_4 = \frac{R_2 R_3}{R_1} \qquad \text{(I, 27)}$$

que se deducen, como en los puentes estudiados anteriormente, sustituyendo, en las ecuaciones generales de equilibrio, las impedancias y ángulos de fase por sus valores en función de R_1; R_2, R_3, R_4, C_1 y L_4.

Procediendo así se obtiene para

$$\theta_1 + \theta_4 = 0$$

la expresión

$$Q_4 = \frac{\omega L_4}{R_4} = \omega R_1 C_1 \qquad \text{(I, 28)}$$

Haciendo las correspondientes sustituciones en la ecuación (I, 7), se tiene:

$$R_2 R_3 = \sqrt{R_4^2 + \omega^2 L_4^2} \sqrt{\frac{R_1^2}{(1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2)^2} + \frac{R_1^4 C_1^2 \omega^2}{(1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2)^2}} \qquad \text{(I, 29 a)}$$

y sacando fuera de los radicales el factor $R_1 R_4$,

$$R_2 R_3 = R_1 R_4 \cdot \sqrt{(1+R_1^2 C_1^2 \omega^2)\left[\frac{1}{(1+R_1^2 C_1^2 \omega^2)^2} + \frac{R_1^2 C_1^2 \omega^2}{(1+R_1^2 C_1^2 \omega^2)^2}\right]}$$

mas como la cantidad subradical se reduce a la unidad, queda finalmente,

$$R_2 R_3 = R_1 R_4,$$

de la que, despejando el valor de R_4, se obtiene (I, 27).

De la misma manera, sacando fuera de los radicales, en (I, 29 a), el factor ωL_4, se tiene:

$$R_2 R_3 = \omega L_4 \sqrt{\left(\frac{R_4^2}{\omega^2 L_4^2} + 1\right) \frac{R_1^2}{1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2}} \qquad \text{(I, 29 b)}$$

$$R_2 R_3 = \frac{L_4}{C_1}$$

o, lo que es igual,

$$L_4 = R_2 R_3 C_1,$$

primera de las condiciones de equilibrio establecidas para este puente.

Lo más frecuente es tomar como variables R_1 y R_2. La resistencia R_1 se gradúa para valores de Q a la frecuencia de trabajo del puente, y la resistencia R_2 se gradúa para valores de L, con lo que se obtienen por lectura directa el factor de sobretensión y el coeficiente de autoinducción de las bobinas. El valor de R_4 se determina indirectamente valiéndose de la relación $Q_4 = \frac{\omega L_4}{R_4}$, obtenida anteriormente.

5. Puente de Owen. Es el montaje representado en la figura 9, y sus condiciones de equilibrio son:

$$L_4 = C_1 R_2 R_3 \qquad \text{(I, 30)}$$

$$R_4 = R_3 \frac{C_1}{C_2} \qquad \text{(I, 31)}$$

y por consecuencia,

$$Q_4 = \omega R_2 C_2. \qquad \text{(I, 32)}$$

Estas relaciones se obtienen a partir de las ecuaciones de equilibrio deducidas de la notación binómica de las impedancias (I, 10) y (I, 11),

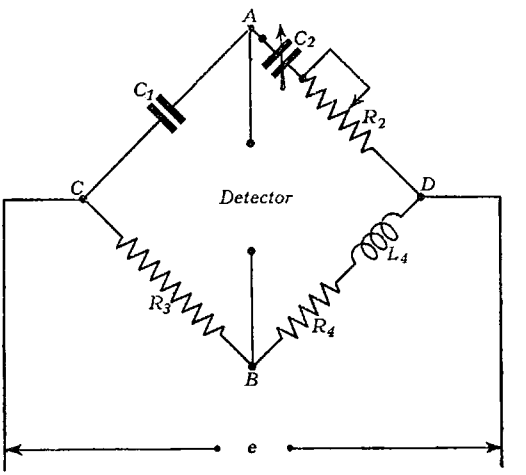


FIG. 9

por sustitución de los símbolos de las impedancias de cada rama por los valores dados en la figura 9. Efectuadas estas sustituciones, e igualando las partes reales e imaginarias de la ecuación resultante, se tiene

$$R_2 R_3 = \frac{1}{\omega C_1} \cdot \omega L_4 = \frac{L_4}{C_1}$$

de la que se deduce, despejando L_4, la (I, 30).

Y también:

$$R_3 \left(\frac{1}{\omega C_2}\right) = R_4 \left(\frac{1}{\omega C_1}\right)$$

$$\frac{R_3}{C_2} = \frac{R_4}{C_1}$$

de la cual sale (I, 31), al despejar R_4.

La tercera ecuación (I, 32), que es consecuencia de las dos anteriores, se obtiene dividiendo miembro a miembro (I, 30) y (I, 31):

$$\frac{L_4}{R_4} = \frac{Q_4}{\omega} = \frac{R_2\, R_3\, C_1\, C_2}{R_3\, C_1} = R_2\, C_2$$

y despejando Q_4,

$$Q_4 = \omega\, R_2\, C_2$$

que coincide con (I, 32).

Haciendo variables R_2 y C_2 se pueden determinar L_4 y R_4 por lectura directa, bastando para ello graduar R_2 para valores de coeficientes de autoinducción y C_2 para valores de resistencia.

La determinación del Q es indirecta y se obtiene utilizando la relación (I, 32) para la frecuencia de trabajo del puente.

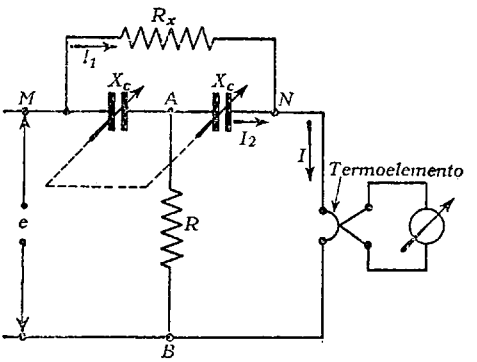


FIG. 10

6. Puente en T. Otra disposición en puente que tiene la ventaja de la facilidad de manejo es la representada en la figura 10.

La impedancia objeto de la medida se conecta entre los puntos M y N, y se elige R de manera que su valor sea mucho menor que el de la impedancia a medir, es decir:

$$R_x \gg R.$$

La corriente total que atraviesa el aparato de medida es

$$I = I_1 + I_2$$

y llamando e a la diferencia de potencial entre los puntos M y N, se tiene, además,

$$I_1 = \frac{e}{R_x}$$

La diferencia de potencial entre los puntos A y B es, considerando prácticamente nula la resistencia del instrumento de medida y $R \ll X_c$

$$e_{AB} = \frac{e}{R - jX_c} \cdot R,$$

y despreciando R como sumando en el denominador, queda

$$e_{AB} = j\frac{e}{X_c} \cdot R \qquad \text{(I, 33)}$$

Por otra parte,

$$I_2 = j\,\frac{e_{AB}}{X_c} = -\,e\,\frac{R}{X_c^2} \qquad \text{(I, 34)}$$

de donde

$$I = \frac{e}{R_x} - \frac{e\,R}{X_c^2} \qquad \text{(I, 35)}$$

Esta corriente, que es la que pasa por el instrumento de medida, se hará nula cuando se verifique

$$\frac{e}{R_x} = \frac{e\,R}{X_c^2}$$

o sea,

$$R_x = \frac{X_c^2}{R} \qquad \text{(I, 36)}$$

que es la condición de equilibrio del puente en T.

Disponiendo un mando común para los dos condensadores cuyo cuadrante esté graduado directamente en valores de reactancia, se pueden realizar las medidas con una sola maniobra y gran rapidez.

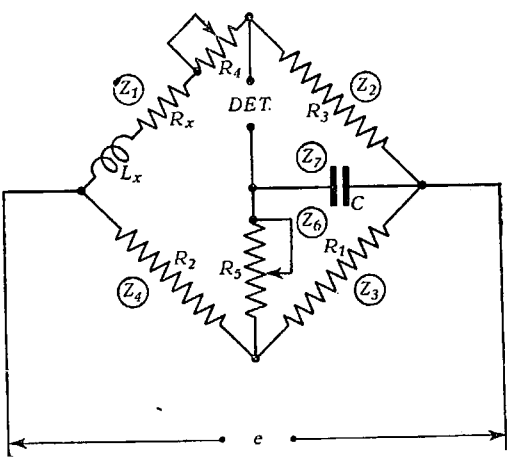


FIG. 11

En la práctica, la corriente I no llega a ser nula para el equilibrio, puesto que el valor de R, despreciado como sumando al lado de X_c para la determinación de (I, 36), no es realmente nulo; pero la corriente medida I pasará por un valor mínimo cuando el puente verifique la condición de equilibrio (I, 36). Este puente se usa especialmente para la medida de resistencias en alta frecuencia.

7. Puente de Anderson. Una variante del puente de cuatro ramas es la introducida por Anderson, que se representa en la figura 11. Aplicando a la configuración en triángulo formada por las impedan-

cias Z_3, Z_6 y Z_7 de este puente el teorema que establece la equivalencia de las configuraciones en $\triangle$ y $\top$, se reduce el montaje de Anderson a un puente de cuatro ramas.

En efecto, tomando:

$$Z_A = \frac{Z_3 Z_6}{Z_3 + Z_6 + Z_7} \qquad \text{(I, 37)}$$

$$Z_B = \frac{Z_6 Z_7}{Z_3 + Z_6 + Z_7} \qquad \text{(I, 38)}$$

$$Z_C = \frac{Z_3 Z_7}{Z_3 + Z_6 + Z_7} \qquad \text{(I, 39)}$$

la configuración en $\triangle$ formada por las impedancias Z_3, Z_6 y Z_7 dada en la figura 11, puede ser sustituída por la configuración en T, equivalente formada por las impedancias Z_A, Z_B y Z_C que se representa en

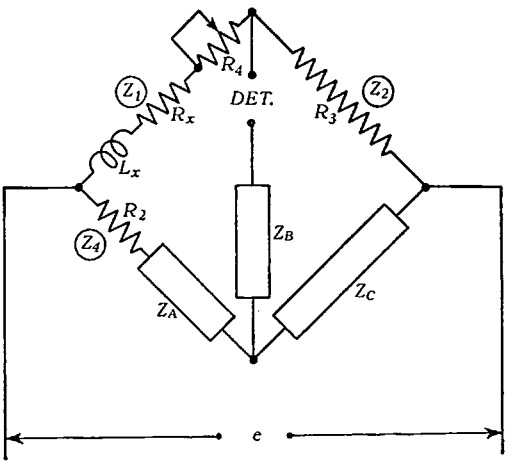


FIG. 12

el esquema de la figura 12. Mas el montaje que resulta al hacer estas sustituciones es el de un puente de cuatro ramas al cual son aplicables las condiciones generales de equilibrio de este género de puente. Por consiguiente, estableciendo la condición (I, 4) para el mismo, se tiene

$$Z_1 Z_C = Z_2 (Z_4 + Z_A) \qquad \text{(I, 40)}$$

y reemplazando Z_A, Z_B y Z_C por sus expresiones en función de Z_3, Z_6 y Z_7 dadas por (I, 37), (I, 38) y (I, 39), resulta

$$Z_1 Z_3 Z_7 = Z_2 [Z_4 (Z_3 + Z_6 + Z_7) + Z_3 Z_6],$$

o, lo que es igual,

$$Z_7 (Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4) = Z_2 Z_6 (Z_3 + Z_4) + Z_2 Z_3 Z_4 \qquad \text{(I, 41)}$$

Por sustitución de los símbolos de las impedancias de cada rama del puente, dados en esta última ecuación, por los valores correspondientes que se dan en la figura 11, se obtiene

$$-j\frac{1}{\omega C}\left[(R_x+R_4+j\omega L_x)R_1-R_2R_3\right]=R_3\left[R_5(R_1+R_2)+R_1R_2\right]$$

y después de operar queda

$$R_1R_x+R_1R_4-R_2R_3+j\omega R_1L_x=$$
$$=j\omega C R_3\left[R_5(R_1+R_2)+R_1R_2\right], \qquad \text{(I, 42)}$$

e igualando entre sí las partes reales e imaginarias:

$$R_x=\frac{R_2R_3}{R_1}-R_4 \qquad \text{(I, 43)}$$

$$L_x=CR_3\left[R_5\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+R_2\right] \qquad \text{(I, 44 a)}$$

que son las ecuaciones de equilibrio del puente de Anderson.

Estas expresiones se simplifican notablemente si se establece, lo que siempre es posible,

$$R_1=R_2,$$

quedando reducidas (I, 43) y (I, 44 a) a las expresiones siguientes:

$$R_x=R_3-R_4 \qquad \text{(I, 44 b)}$$

$$L_x=CR_3(2R_5+R_2) \qquad \text{(I, 44 c)}$$

Tomando como variables R_4 y R_5 se puede determinar L_x por lectura directa, graduando R_5 para valores de coeficiente de autoinducción.

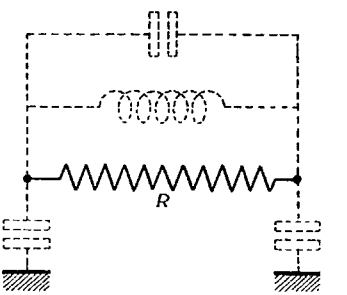


FIG. 13

c) Descripción de puentes de medida

Para simplificar, se ha admitido hasta aquí que los componentes de las ramas del puente eran resistencias y reactancias puras; mas, para medidas de gran precisión, se han de considerar afectadas por componentes parásitas que alteran notablemente las ecuaciones de equilibrio obtenidas, determinando un margen de error, por uso de las condiciones de equilibrio estudiadas, que debe ser a su vez medido para realizar la necesaria corrección de la lectura.

Así, por ejemplo, en el puente representado en la figura 6, R_1, R_2 y R_3 debieran ser resistencias puras y C_2 capacidad pura para que fueran ciertas (I, 19) y (I, 20); pero tanto R_1 como R_2 y R_3, aun siendo patrones construídos con todo cuidado, poseen autoinducción y capa-

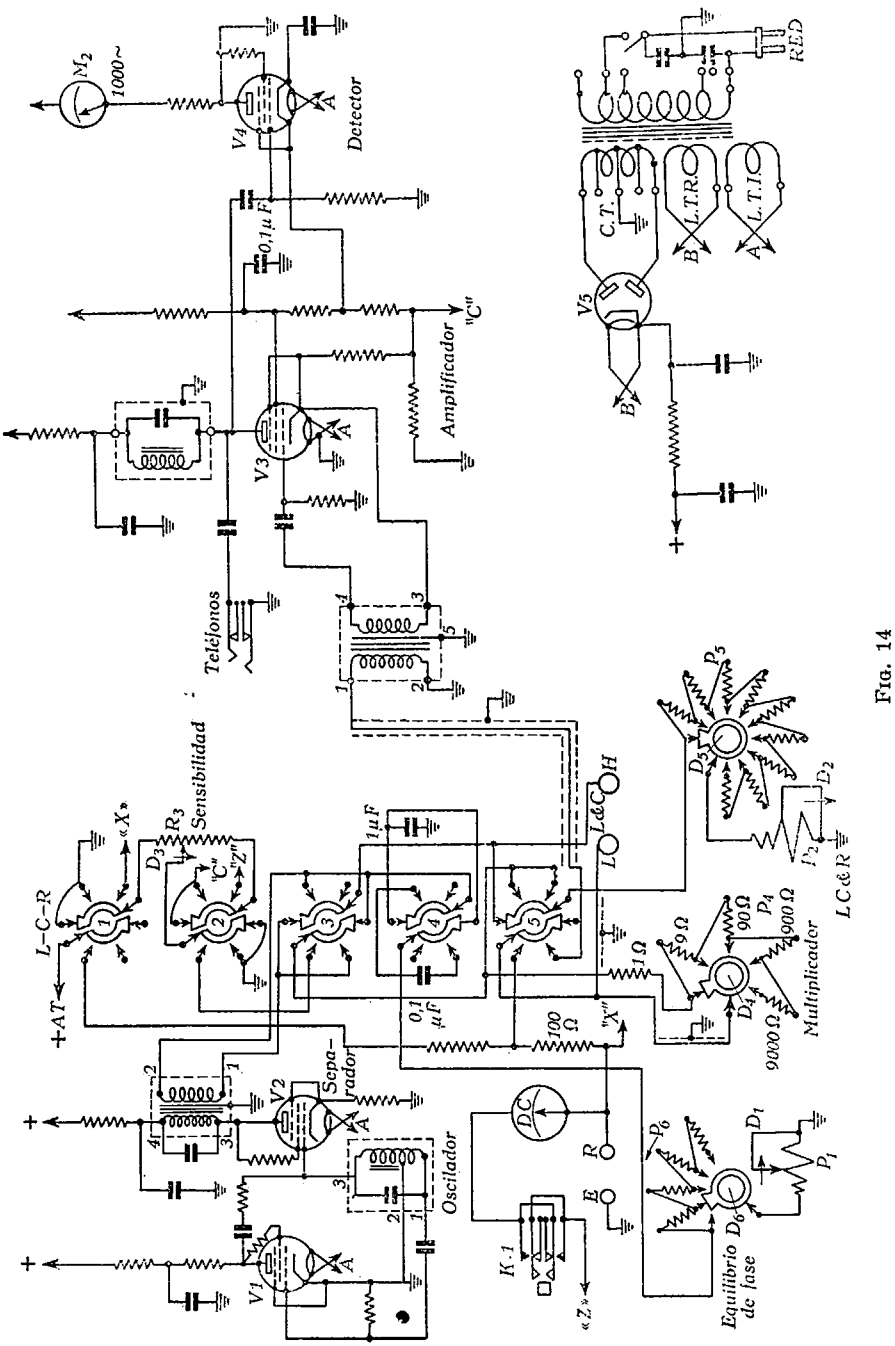

M2
1000~
V4
Detector
0,1 μF
"C"
Amplificador
V3
Teléfonos
RED
C.T.
L.T.R.
L.T.I.
V5
Sensibilidad
R3
D3
«X»
"C"
"Z"
L–C–R
+AT
1 μF
L&C
H
L
P5
D5
D2
P2
LC&R
9 Ω
90 Ω
P4
900 Ω
D4
9000 Ω
Multiplicador
1 Ω
0,1 μF
100 Ω
"X"
V2
Separador
Oscilador
DC
R
E
K.1
«Z»
P6
D1
P1
D6
Equilibrio de fase
V1

FIG. 14

cidad parásitas (fig. 13) de valores pequeños, pero suficientes para introducir errores en las medidas. La componente más pura es la capacidad C_2, ya que, si se utiliza un buen condensador de dieléctrico de aire o mica, montado adecuadamente (terminales cortos, alejados de masa, etc.), puede asegurarse una casi total ausencia de componentes parásitas. Más notables son las componentes parásitas de las bobinas, por lo que, siempre que es posible, se prescinde de ellas como patrones en los puentes de medida.

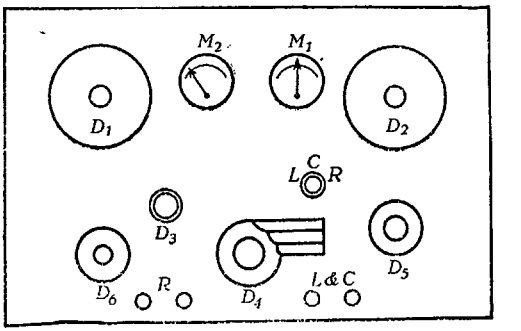


FIG. 15

En la descripción de aparatos que se hace a continuación se presta especial atención a los procedimientos y disposiciones usados para disminuir cuanto sea posible el efecto de reactancias residuales.

8. Puente universal de impedancias. Es un aparato apropiado para determinar valores de resistencias, coeficientes de autoinducción

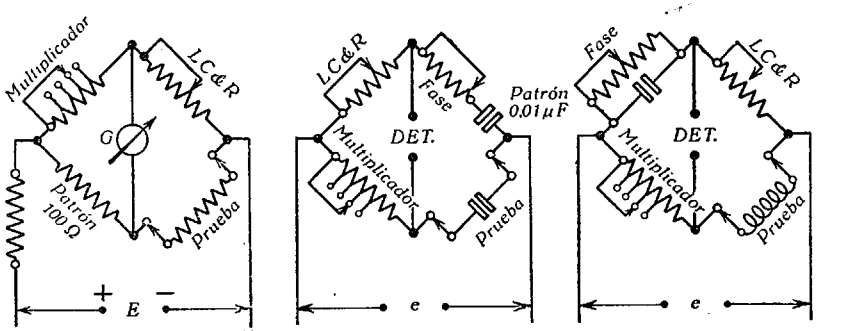


FIG. 16

y capacidades. No difiere esencialmente de algunos de los circuitos puente estudiados; pero son interesantes sus características de montaje y funcionamiento.

El puente universal de impedancias Marconi (fig. 14) comprende tres montajes en puente de cuatro ramas, seleccionables por el conmutador L-C-R: un puente de Wheatstone para la medida de resistencias en corriente continua; un puente de Sauty, con generador de corriente alterna (1000 c/s), para la medida de capacidades y un puente de Maxwell, con generador de las mismas características que

el anterior, para la medida de coeficientes de autoinducción. El indicador de equilibrio del puente, en el caso de medida de resistencias, es un galvanómetro M_1 con cero en el centro y, para la medida de reactancias, el conjunto formado por una válvula amplificadora V3 seguida de la válvula detectora por característica de placa V4, sobre cuyo circuito anódico se encuentra el instrumento de medida M_2. Los mandos D_1 y D_2, con los auxiliares D_6 y D_5 (fig. 15), que gobiernan los reóstatos P_1, P_2, P_6 y P_5 (fig. 14) respectivamente, permiten el equilibrio del puente para la medida de reactancias, no utilizándose más que D_2 y su auxiliar D_5 para la medida de resistencias. En cualquier caso, el elemento que se mide, conectado en las bornas L & C si es una reactancia, o en las marcadas R si es una resistencia, forma la cuarta rama del puente según se representa esquemáticamente en la figura 16. El mando D_3 que gobierna el reóstato R_3 regula la sensibilidad del aparato en cualquiera de los casos de medida citados, actuando como *shunt* regulable del galvanómetro M_1 o de las resistencias de cátodo de las válvulas amplificadora y detectora V3 y V4.

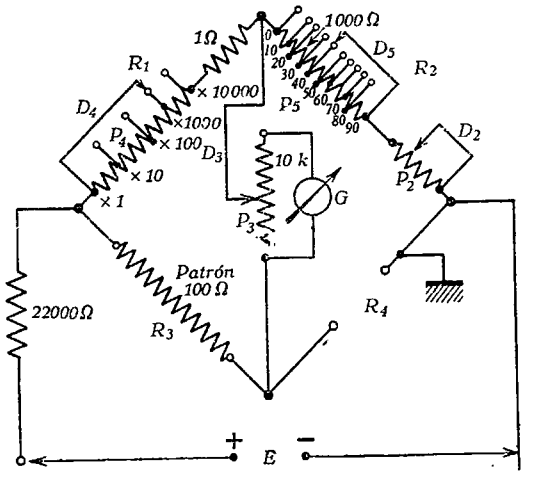


FIG. 17

Los campos de medida del puente de Wheatstone están determinados por los valores extremos de resistencia de los reóstatos P_2 y su auxiliar P_5 (fig. 17), en combinación con el P_4 *(multiplicador)*. Colocando D_5 en el punto 0 (P_5 en corto circuito), la resistencia de la rama 2 puede ser variada, mediante D_2, entre 0 y 1100 ohmios y, en estas condiciones, los cinco campos de medida que se obtienen, al situar D_4 en las posiciones marcadas «×1», «×10», «×100», «×1000» ó «×10 000» ohmios, son:

A: D_4 en «×	1»	campo de medida	de 0	a	11	ohmios
B: » » «×	10»	»	»	0	a	110	»
C: » » «×	100»	»	»	0	a	1 100	»
D: » » «×	1 000»	»	»	0	a	11 000	»
E: » » «×	10 000»	»	»	0	a	110 000	»

puesto que para cualquiera de ellos se deberá verificar la condición de equilibrio (I, 12)

$$R_1 R_4 = R_2 R_3,$$

o, en este caso,

$$(P_4 + 1) R_4 = (P_2 + P_5) \times 100 \qquad \text{(I, 45)}$$

Aún puede ser ampliado el margen de medida del puente variando la posición de D_5, con lo que se introduce en serie con P_2 una resistencia de 1000 ohmios por cada punto del recorrido del mando D_5, lo que se comprueba por sucesiva aplicación de (I, 45) para cada punto de D_5, resultando un total de cincuenta campos de medida.

Equilibrando el puente con las bornas «R» en corto circuito se obtiene la medida de R_0, resistencia residual que debe ser restada de los valores que se obtengan en las medidas. No obstante, como para cualquiera de las escalas del puente este valor de R_0 es muy pequeño, en comparación con el de las resistencias que usualmente se miden, por lo común se desprecia.

Para el equilibrio del puente de Sauty intervienen los mandos D_2 con su auxiliar D_5 y el D_1 con su auxiliar D_6 (fig. 15) en combinación con el D_4, con función similar a la estudiada para el puente de Wheatstone. Los campos de medida para capacidades están determinados por los valores extremos de resistencia de los reóstatos P_2 y su auxiliar P_5 para cada posición del D_4, y el margen de medida para el factor de potencia, por los valores límites de los reóstatos P_1 y su auxiliar P_6, con independencia de la posición de D_4.

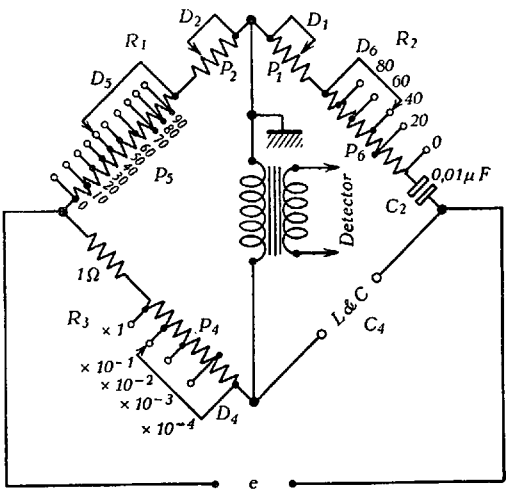


FIG. 18

Situando el mando D_5 en el punto 0 (P_5 en corto circuito), la resistencia de la rama 1 del puente (fig. 18) puede ser variada, mediante D_2, entre 0 y 1100 ohmios, y, para estas condiciones, los cinco campos de medida que se obtienen, al colocar D_4 en las posiciones marcadas «×0,0001», «×0,001», «×0,01», «×0,1» y «×1» microfaradios, son:

A:	D_4 en	«×0,0001»	campo de medida	de 0	a 0,0011	μF
B:	»	«×0,001»	»	»	0 a 0,011	»
C:	»	«×0,01»	»	»	0 a 0,11	»
D:	»	«×0,1»	»	»	0 a 1,1	»
E:	»	«×1»	»	»	0 a 11	»

ya que para cualquiera de ellos se deberá verificar la condición de equilibrio (I, 19)

$$C_4 = C_2 \frac{R_1}{R_3}$$

o bien sustituyendo valores para este caso,

$$C_4 = 0{,}01 \frac{P_2 + P_5}{P_4 + 1\ \Omega} \qquad \text{(I, 46)}$$

El margen de medida de este puente puede ser ampliado variando la posición del mando D_5, resultando un total de cincuenta campos de medida para capacidades.

Para el equilibrio de fase se dispone del mando D_1 con su auxiliar D_6. Colocando D_6 en el punto 0 (P_6 en corto circuito), la resistencia de la rama 2 del puente puede ser variada, mediante D_1, de 0 a 3300 ohmios y el margen de medida del factor de potencia es, aplicando la relación (I, 20),

$$\text{Factor de potencia} \approx \omega\ C_2\ R_2$$

y sustituyendo valores resulta:

$$\text{Factor de potencia} \approx \omega \times 0{,}01 \times 10^{-6} \times (P_1 + P_6).$$

Expresando el factor de potencia en tanto por ciento, que es como está graduado el cuadrante de D_1, se obtiene para el primer campo de medida, D_6 en 0, campo de medida de 0 a 20 %.

Si se pasa D_6 a la posición 20, la resistencia de la rama 2 se puede variar entre 3184 y 6484 ohmios, y el campo de medida resultante es

D_6 en 20, campo de medida de 20 a 40 %.

De forma análoga se obtienen el resto de los márgenes que se indican en el cuadro siguiente:

Posición D_6	Campo de medida (en %)	
	Límite inferior	Límite superior
0	0	20
20	20	40
40	40	60
60	60	80
80	80	100

La capacidad residual del puente, determinada principalmente por los hilos de conexión, es de 5 microfaradios aproximadamente y se puede medir equilibrando el puente con las bornas *L* & *C* en circuito abierto. Esta capacidad parásita C_0 tiene un factor de potencia apreciable debido a que está afectada por una resistencia en paralelo de alrededor de 500 megohmios y determina un error en las lecturas cuando se miden condensadores de pequeña capacidad. La resistencia parásita en serie con los terminales de prueba es pequeña, y su efecto, despreciable, salvo en la medida de condensadores de gran capacidad (reactancia baja).

El puente de Maxwell para medida de coeficientes de autoinducción, dispone de los mismos mandos que el de Sauty para obtener el equilibrio (fig. 19), y sus campos de medida están asimismo determinados por los valores límites de resistencia de los reóstatos P_2 y su auxiliar P_5 para cada posición de D_4 y el margen de medida para el factor de sobretensión (Q), por los valores extremos de resistencia de los reóstatos P_1 y su auxiliar P_6 con independencia de la posición de D_4.

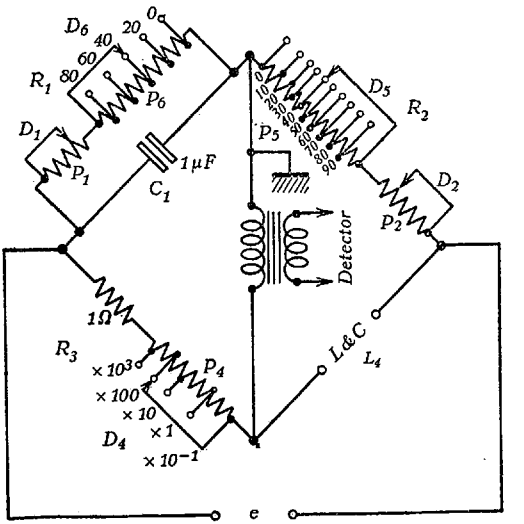


FIG. 19

Situando D_5 en el punto 0, la resistencia de la rama 2 del puente (fig. 19) puede ser variada de 0 a 1100 ohmios, siendo los campos de medida que se obtienen al colocar D_4 en las posiciones marcadas «×0,1», «×1», «×10», «×100» y «×1000» *milihenrios*:

A:	D_4	en	«×	0,1»	campo de medida	de 0	a	1,1 mH
B:	»	»	«×	1»	»	»	0 a	11 »
C:	»	»	«×	10»	»	»	0 a	110 »
D:	»	»	«×	100»	»	»	0 a	1100 »
E:	»	»	«×	1000»	»	»	0 a	11000 »

dado que para cualquiera de ellos se deberá verificar la condición de equilibrio (I, 26)

$$L_4 = C_1 R_2 R_3$$

o, en este caso,

$$L_4 = (P_2 + P_5)(P_4 + 1)\ 10^{-3}\ \text{mH}. \qquad \text{(I, 47)}$$

El margen de medida se amplía modificando la posición de D_5 como en los casos anteriores, resultando cincuenta campos de medida para coeficientes de mutua inducción.

Del mismo modo se usan los mandos D_1 y D_6 para conseguir el equilibrio de fase. Para D_6 en el punto 0, la resistencia de la rama 1 puede ser variada entre 0 y 3300 ohmios, y, por tanto, el margen que se obtiene para la medida del factor de sobretensión es, aplicando la relación (I, 28),

$$Q_1 = \omega\, C_1\, R_1,$$

y, en este caso,

$$Q_4 = \omega\, 10^{-6}\, (P_1 + P_6).$$

Procediendo de forma análoga que en el puente de Sauty se obtienen los márgenes de medida para el Q, que son los siguientes:

Posición D_6	Campo de medida	
	Límite inferior	Límite superior
0	0	20
20	20	40
40	40	60
60	60	80
80	80	100

El cuadro de la página siguiente resume cuanto se ha dicho sobre la capacidad de medida del puente universal de impedancias, delimitando los márgenes del mismo.

Existe dependencia mutua entre las posiciones de los mandos D_1 y D_2 (y sus auxiliares D_6 y D_5) para la obtención del equilibrio del puente en la medida de reactancias. Esta dependencia está expresada por las ecuaciones de equilibrio dadas para los puentes de Sauty y Maxwell, y se pone de manifiesto por la necesidad de retocar las posiciones de D_1 y D_2 alternativamente hasta conseguir el equilibrio definitivo del puente acusado por la menor de todas las lecturas mínimas obtenidas sucesivamente en M_2 (1).

(1) La representación gráfica de la distribución de tensiones en las ramas del puente hace más evidente esta dependencia.

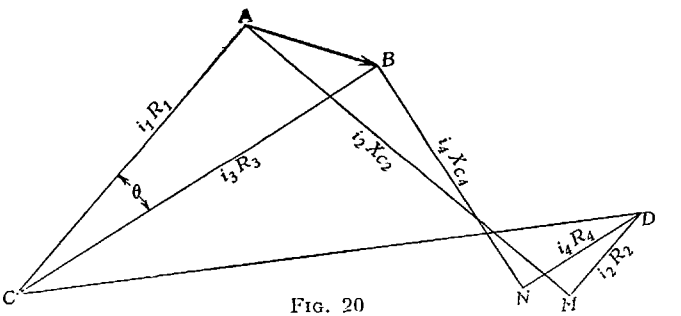


FIG. 20

En efecto, para el diagrama vectorial del puente de Sauty (fig. 20) se tiene: el vector $C\,A$ representa, en valor absoluto y ángulo de fase, la caída de poten-

Ohmios *Microfaradios* Milihenrios		Posición de D_4				
		(×1) *(×0,0001)* (×0,1)	(×10) *(×0,001)* (×1)	(×100) *(×0,01)* (×10)	(×1000) *(×0,1)* (×100)	(×10 000) *(×1)* (×1000)
Posición de D_5	0	**0 - 11** *0 - 0,0011* 0 - 1,1	**0 - 110** *0 - 0,011* 0 - 11	**0 - 1100** *0 - 0,11* 0 - 110	**0 - 11 000** *0 - 1,1* 0 - 1100	**0 - 110 000** *0 - 11* 0 - 11 000
	10	**10 - 21** *0,001 - 0,0021* 1 - 2,1	**100 - 210** *0,01 - 0,021* 10 - 21	**1000 - 2100** *0,1 - 0,21* 100 - 210	**10 000 - 21 000** *1 - 2,1* 1000 - 2100	**100 000 - 210 000** *10 - 21* 10 000 - 21 000
	20	**20 - 31** *0,002 - 0,0031* 2 - 3,1	**200 - 310** *0,02 - 0,031* 20 - 31	**2000 - 3100** *0,2 - 0,31* 200 - 310	**20 000 - 31 000** *2 - 3,1* 2000 - 3100	**200 000 - 310 000** *20 - 31* 20 000 - 31 000
	30	**30 - 41** *0,003 - 0,0041* 3 - 4,1	**300 - 410** *0,03 - 0,041* 30-41	**3000 - 4100** *0,3 - 0,41* 300 - 410	**30 000 - 41 000** *3 - 4,1* 3000 - 4100	**300 000 - 410 000** *30 - 41* 30 000 - 41 000
	40	**40 - 51** *0,004 - 0,0051* 4 - 5,1	**400 - 510** *0,04 - 0,051* 40 - 51	**4000 - 5100** *0,4 - 0,51* 400 - 510	**40 000 - 51 000** *4 - 5,1* 4000 - 5100	**400 000 - 510 000** *40 - 51* 40 000 - 51 000
	50	**50 - 61** *0,005 - 0,0061* 5 - 6,1	**500 - 610** *0,05 - 0,061* 50 - 61	**5000 - 6100** *0,5 - 0,61* 500 - 610	**50 000 - 61 000** *5 - 6,1* 5000 - 6100	**500 000 - 610 000** *50 - 61* 50 000 - 61 000
	60	**60 - 71** *0,006 - 0,0071* 6 - 7,1	**600 - 710** *0,06 - 0,071* 60 - 71	**6000 - 7100** *0,6 - 0,71* 600 - 710	**60 000 - 71 000** *6 - 7,1* 6000 - 7100	**600 000 - 710 000** *60 - 71* 60 000 - 71 000
	70	**70 - 81** *0,007 - 0,0081* 7 - 8,1	**700 - 810** *0,07 - 0,081* 70 - 81	**7000 - 8100** *0,7 - 0,81* 700 - 810	**70 000 - 81 000** *7 - 8,1* 7000 - 8100	**700 000 - 810 000** *70 - 81* 70 000 - 81 000
	80	**80 - 91** *0,008 - 0,0091* 8 - 9,1	**800 - 910** *0,08 - 0,091* 80 - 91	**8000 - 9100** *0,8 - 0,91* 800 - 910	**80 000 - 91 000** *8 - 9,1* 8000 - 9100	**800 000 - 910 000** *80 - 91* 80 000 - 91 000
	90	**90 - 110** *0,009 - 0,011* 9 - 11,1	**900 - 1 100** *0,09 - 0,11* 90 - 110	**9000 - 11 000** *0,9 - 1,1* 900 - 1 100	**90 000 - 110 000** *9 - 11* 9000 - 11 000	**900 000 - 1 100 000** *90 - 110* 90 000 - 110 000

9. Puente de radiofrecuencia. Es un montaje en puente de cuatro ramas (fig. 22), que consta de un oscilador gobernado por cristal piezoeléctrico para una frecuencia fija de 980 kc/s y un oscilador con acoplamiento electrónico que puede ajustarse a la frecuencia de 980 kc/s por contraste con el oscilador de cristal, permitiendo una variación de frecuencia de 60 kc/s a cada lado de la frecuencia patrón. El oscilador está modulado por una audiofrecuencia de 1000 c/s. Aparte de este generador de señal está el puente propiamente dicho y, separadamente, un detector de señal muy sensible seguido de un amplificador de audiofrecuencia ajustado a máximo rendimiento para la frecuencia de 1000 c/s. El equipo está alimentado por baterías.

El circuito fundamental del puente se representa en el esquema de la figura 23.

Si L_1 y L_2 son de idéntico valor y las tensiones e_1 y e_2, inducidas en las ramas 1 y 2 del puente, son iguales, la corriente i_1 será igual a i_2 en magnitud y fase, ya que la impedancia del circuito A es igual

---

cial e_1 en la rama 1 del puente (fig. 6); el vector $A\,M$, la caída de potencial a través del condensador C_2 (defasada 90° en atraso respecto de e_1), y el vector $M\,D$, la caída de potencial en la resistencia R_2 (en fase con e_1). La suma de estos tres vectores da como resultante $C\,D$ que representa en valor absoluto y fase la tensión aplicada por el generador. Por otra parte, $C\,B$ representa la caída de potencial en la rama 3, e_3; $B\,N$, la caída de tensión a través del condensador C_4, y $N\,D$, la caída de potencial en la resistencia R_4. La suma de

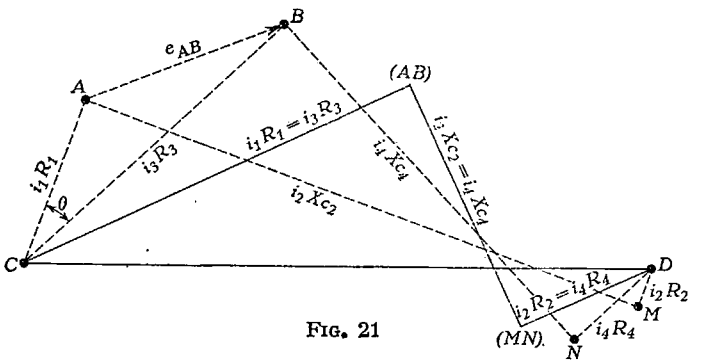


FIG. 21

estos tres vectores da asimismo la resultante $C\,D$. El vector $A\,B$ representa la diferencia de potencial entre los puntos A y B, y el ángulo θ, la diferencia de fase entre tensiones. Para el equilibrio debe verificarse que $A\,B = 0$, es decir, que el punto A debe coincidir con el B; pero entonces $C\,A$ coincide, en valor absoluto y fase, con $C\,B$; $A\,M$ con $B\,N$, y $M\,D$ con $N\,D$.

Dado el diagrama de vectores del puente Sauty equilibrado y el del mismo puente en desequilibrio (líneas llenas y de trazos respectivamente de la figura 21), la interpretación gráfica del equilibrio eléctrico del puente es la reducción de los dos contornos $C\,A\,M\,D$ y $C\,B\,N\,D$ al contorno único $C\,(A\,B)\,(M\,N)\,D$. Teniendo en cuenta que $C\,A$ y $M\,D$ siempre están en fase y que $A\,M$ está con respecto a ellos retrasado 90°, toda variación que se introduzca en R_1 determinará, en general, una variación de $i_2\,R_2$ y, a la inversa, toda variación de R_2 producirá una variación de $i_1\,R_1$.

que la del circuito B. En estas condiciones, el puente está en equilibrio y no aparece tensión entre los terminales del detector.

En la práctica, antes de realizar una medida se hace un equilibrio previo, poniendo en corto circuito las bornas A y B de la impedancia

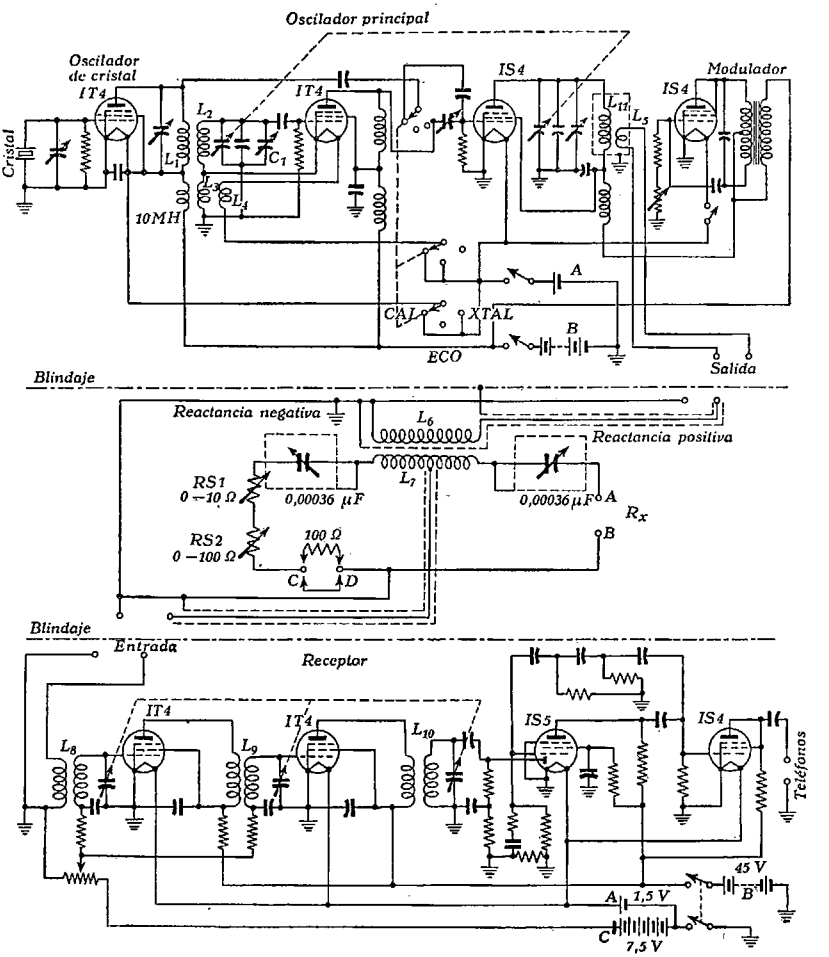


FIG. 22

desconocida y situando la resistencia patrón R_s en la posición 0 (corto circuito). Para conseguir este equilibrio previo se sitúan C_1 y C_2 en las posiciones de máxima capacidad y, si están convenientemente equilibradas las capacidades parásitas con masa de los distintos elementos del puente, los valores de las capacidades de C_1 y C_2 deben ser prácticamente iguales; mas para mayor generalidad, se consideran distintos e iguales a $C_{1,1}$ y $C_{2,1}$ respectivamente.

Al conectar entre las bornas A y B de la rama 4 del puente una impedancia desconocida Z_x formada, por ejemplo, por una resistencia R_x en serie con una reactancia capacitativa $-X_{C_x}$, el puente se desequilibra, y para restablecer el equilibrio es preciso regular el reóstato R_s, para compensar la resistencia R_x, lo que se comprueba por la indicación mínima del detector. Además es preciso variar la capacidad $C_{1,1}$ de la rama 1 del puente, llevándola al valor $C_{1,2}$, para equilibrar la reactancia capacitiva intercalada en el brazo 4.

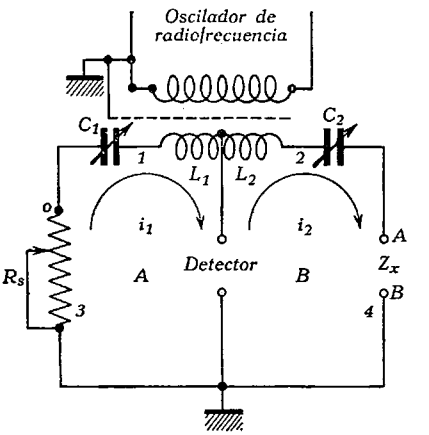


FIG. 23

La reactancia capacitiva X_{C_x} se determina por medio de la relación

$$X_{C_x} = X_{C_{1,2}} - X_{C_{1,1}},$$

o, sustituyendo valores,

$$\frac{1}{\omega C_x} = \frac{1}{\omega C_{1,2}} - \frac{1}{\omega C_{1,1}}$$

y despejando C_x,

$$C_x = \frac{C_{1,1} \times C_{1,2}}{C_{1,1} - C_{1,2}} = \frac{D_1 \times D_2}{D_1 - D_2} K_1,$$

donde D_1 y D_2 son las lecturas del mando de C_1, correspondientes a $C_{1,1}$ y $C_{1,2}$, y K_1, la constante de ajuste de C_1, es decir, $C_1 = D_1 K_1$.

La reactancia capacitiva se determina por

$$X_{C_x} = \frac{1}{\omega C_x} = \frac{D_1 - D_2}{\omega K_1 D_1 D_2}$$

Si la impedancia desconocida consta de una resistencia R_x en serie con una reactancia inductiva X_{L_x}, la resistencia se compensará como

en el caso anterior y, para equilibrar la reactancia inductiva, se variará la capacidad $C_{2,1}$ hasta $C_{2,2}$, verificándose:

$$X_{L_x} = X_{C_{2,2}} - X_{C_{2,1}}$$

$$X_{L_x} = \frac{1}{\omega C_{2,2}} - \frac{1}{\omega C_{2,1}} = \frac{D_1 - D_2}{\omega K_2 D_1 D_2}$$

y despejando L_x,

$$L_x = \frac{D_1 - D_2}{\omega^2 K_2 D_1 D_2}$$

donde K_2 es la constante de ajuste de C_2.

Para este puente, las constantes K_1 y K_2 son iguales a 1,87 pF por división, con menor error de un 1 %. Los mandos de C_1 y C_2 tienen 200 divisiones iguales cada uno, y la respuesta de estos condensadores es lineal. Las constantes de ajuste se han determinado haciendo un ajuste previo y agregando en paralelo con C_1 y C_2 capacidades de valores conocidos hasta conseguir el equilibrio del puente. Con las lecturas obtenidas se ha construído una curva de respuesta, procurando la linealidad de la misma, empleándose esta característica para la determinación de los valores de K (fig. 24).

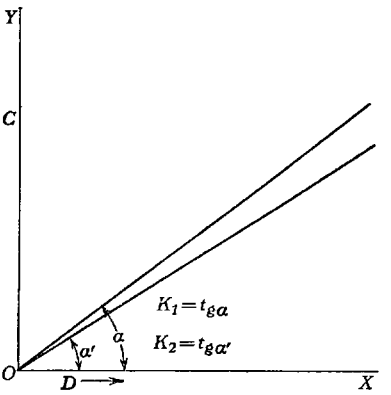


FIG. 24

El puente de radiofrecuencia, generador de señal y detector están montados en una caja de aluminio, dividida interiormente en tres compartimientos por medio de pantallas de aluminio. Aparte de ello, el generador de señal y el detector están blindados separadamente, para evitar todo posible acoplamiento entre generador y puente y entre puente y detector que no se produzca a través de las conexiones dispuestas para ello. Todo acoplamiento parásito se traduce en una falsa reactancia de equilibrio.

Con el fin de eliminar la variación de las capacidades parásitas al girar las armaduras móviles de los condensadores C_1 y C_2, el equilibrio de las reactancias parásitas se hace con los rotores de los condensadores conectados al blindaje.

El valor máximo de resistencia que puede medirse con las componentes del puente es 110 ohmios, que corresponde al valor máximo de R_s (compuesto por los dos reóstatos R_{s_1} y R_{s_2} en serie, de la figura 22), y para aumentar el campo de medida se disponen las bornas C y D que permiten adicionar resistencias patrones exteriores.

Las bobinas L_1, L_2, L_3, L_5 y L_{11} del generador de señal son enchufables, pudiendo ser sustituídas por otras para obtener nuevos

márgenes de frecuencias. Una etapa separadora de radiofrecuencia reduce el deslizamiento de frecuencia del oscilador cuando varían las características de la carga del generador. El oscilador de acoplamiento electrónico conserva su ajuste de frecuencia durante mucho tiempo, y en todo momento se puede comprobar este ajuste batiendo con el oscilador de cristal y reajustando la frecuencia de oscilación por medio del trimmer C_1 hasta obtener el batido 0 (1), con el conmutador *E C O* en la posición marcada *C A L*. El modulador es un circuito oscilador de baja frecuencia sintonizado a 1000 c/s. La tensión de radiofrecuencia de salida del generador, que puede ser modulado con una profundidad del 50 %, es de 1 voltio sobre una impedancia de 50 ohmios.

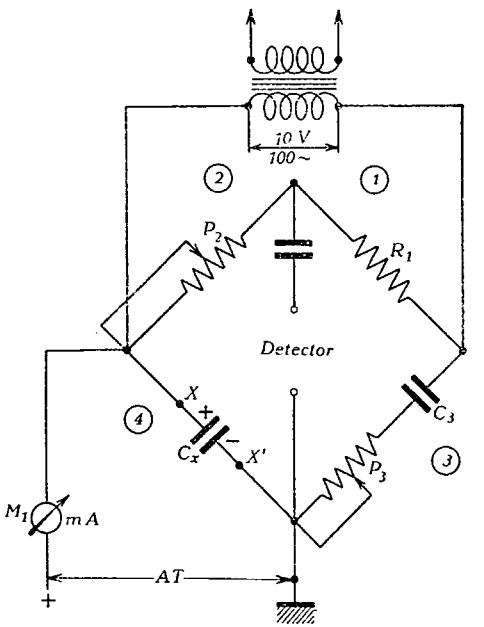


FIG. 25

El detector consta de dos pasos amplificadores previos de radiofrecuencia sintonizada, una etapa detectora-amplificadora de audiofrecuencia y una etapa de salida conectada a unos teléfonos como indicadores del equilibrio del puente.

La batería *B* del generador descarga a un régimen de 10 mA, y la batería *A*, a 250 mA, siendo el régimen de las baterías *B* y *A* del receptor de 6 mA y 250 mA respectivamente. Las medidas obtenidas con este puente están afectadas por un error no superior al 2 % para los valores de reactancia y resistencia en los márgenes de frecuencias usualmente utilizados en radiodifusión.

10. Puente para medida de condensadores electrolíticos. El puente de Sauty, con alguna variante, puede utilizarse para medir la capacidad y la corriente de paso, en las condiciones normales de funcionamiento, de un condensador electrolítico. El esquema de principio es el de la figura 25, en la cual se muestra el circuito puente propiamente dicho, según el montaje de Sauty, y la fuente de alta tensión aplicada, a través del instrumento M_1, a las bornas *X* y *X'* de la rama 4 del

(1) En el Capítulo III, al tratar del ondámetro heterodino, se estudia el fenómeno de las pulsaciones o batidos resultantes de la superposición de ondas de frecuencias ligeramente distintas.

puente, en las que se conecta el condensador que se desea probar. La figura 26 muestra el esquema completo del aparato, en el que se detallan las cuatro secciones del mismo: sección generadora, de la que el transformador T_2, por las bornas C y D del secundario se une a los vértices c y d del puente; sección puente, formada por el montaje de Sauty con las ramas 2 y 3 de resistencia regulable para

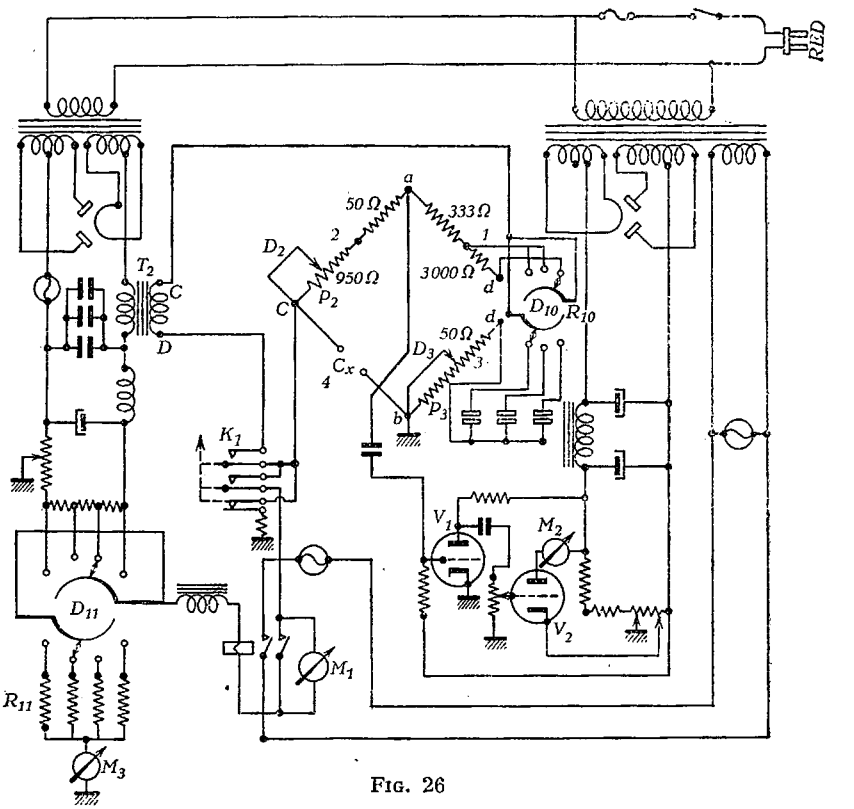


FIG. 26

establecer las condiciones de equilibrio (magnitud y fase) del mismo; sección detectora, que consta de un voltímetro de válvula formado por V_1, V_2 y el instrumento de medida M_2, y la sección generadora de alta tensión, que es una unidad rectificadora que proporciona a la salida tensiones continuas regulables entre 0 y 1500 v, que se aplican entre las bornas c y b del puente para mantener el condensador que se prueba en las condiciones normales de trabajo, o forzando éstas para determinar el coeficiente de sobrecarga del mismo.

El mando D_{10} selecciona los campos de medida de capacidades, conmutando los condensadores patrones de 30, 3 y 0,3 μF en serie con la resistencia regulable de la rama 3 del puente.

Para establecer el equilibrio del puente se deberán regular P_2 y P_3 hasta obtener una desviación nula de la aguja del instrumento M_2. La lectura del mando D_2 que gobierna P_2, graduado directamente en μF, multiplicada por el factor indicado por el mando D_{10} da el valor de μF de la capacidad del condensador que se prueba. El voltímetro M_3 proporciona el valor de la tensión de prueba o polarización, por la lectura de su escala, multiplicada por la indicación del mando de márgenes D_{11}. La corriente de paso o de pérdida está determinada por la lectura en mA del instrumento M_1. A fin de preservar a M_1 de la fuerte intensidad de corriente que circularía por él en el caso de que el condensador objeto de la prueba estuviese en corto circuito, se monta en serie con la línea de alta tensión un relé de 5 mA de sensibilidad máxima, que al accionarse pone en corto circuito, por medio de una de sus armaduras, el miliamperímetro M_1, y por la otra cierra el circuito del piloto L_1, que, al encenderse, acusa el corto circuito del condensador que se prueba. Al terminar la prueba, el condensador electrolítico quedaría cargado, con una tensión entre armaduras que podría resultar peligrosa al contacto, y para descargarlo se dispone el contacto de reposo de la llave K_1 que cierra a través de 10 000 ohmios el circuito de las armaduras del condensador, después de efectuada la medida.

EJEMPLO 1. Se desea comprobar el valor de una resistencia de 5000 ohmios nominales con un 1 % de tolerancia. Para ello se emplea el puente de impedancias (fig. 15) y se conecta la resistencia en las bornas «*R*», situando el conmutador «*L-C-R*» en la posición *R*, con lo que se dispone el aparato como puente de Wheatstone.

Se hace una primera medida con el mando D_5 en la posición 0 y el D_4 en la posición «× 10 000» ohmios (campo de medida: 0 a 110 000 ohmios). Se gira D_2, manteniendo D_3 en posición de baja sensibilidad (para disminuir la sensibilidad, se gira D_3 en sentido contrario al del movimiento de las manecillas del reloj) y oprimiendo el botón K_1, que pone en circuito el galvanómetro indicador del equilibrio del puente, hasta conseguir una desviación nula de la aguja de M_1 respecto del 0 central de la escala. Esta condición se obtiene, en este caso, al situar la división 0,5... del cuadrante de D_2 debajo del índice de posición. Multiplicando este valor de 0,5... por el factor 10 000 indicado por D_4, se tiene, como medida resultante,

$$0{,}5\ldots \times 10\,000 = 5000 + \varepsilon \text{ ohmios},$$

donde

$$\varepsilon < 500 \text{ ohmios} = 10\ \%,$$

puesto que, con esta disposición de los mandos, el puente sólo precisa las mediciones de 500 en 500 ohmios, para lecturas comprendidas entre 0 y 1 del mando D_2.

Para obtener mayor aproximación se repite la medida con D_5 en 0 y D_4 en «× 1000» ohmios (campo de medida: 0 a 11 000 ohmios), dando D_2, para el equilibrio del puente, una lectura de 5,... ó, teniendo en cuenta el factor dado por D_4,

$$5,\ldots \times 1000 = 5000 + \varepsilon \text{ ohmios},$$

donde

$$\varepsilon < 100 \text{ ohmios} = 2\ \%.$$

Seguidamente se ensaya otro campo de medida con D_5 en posición 40 y D_4 en «× 100» ohmios (4000 a 5100 ohmios), produciéndose el equilibrio para D_2 en 10,3, es decir:

$$(40 + 10{,}3) \times 100 = 5030 + \varepsilon \text{ ohmios}$$

$$\varepsilon < 10 \text{ ohmios} = 0{,}2\ \%.$$

Todavía se repite la medida con D_4 en «$\times$ 100» y D_5 en 50 (campo de medida: 5000 a 6100 ohmios), y se gira D_2 hasta la posición 0,35..., para la que se establece el equilibrio. Por tanto, el valor resultante es

$$(50 + 0{,}35) \times 100 = 5035 + \varepsilon \text{ ohmios},$$

siendo

$$\varepsilon < 5 \text{ ohmios} = 0{,}1\ \%.$$

La repetición de las medidas tiene por objeto asegurar las cifras que se van obteniendo y está justificada en mediciones que exijan gran exactitud. En los casos prácticos, son suficientes la primera medida sobre la escala más amplia que comprenda la resistencia a medir y la última en el más estrecho campo de medida que comprenda dicha resistencia.

La mediciones efectuadas permiten garantizar que la resistencia medida está comprendida entre los 5035 y 5040 ohmios, puesto que la cifra 5 de las unidades no se ha confirmado por ulterior medida. Por consiguiente, el error de medida es menor que 5 ohmios, o sea, menor del 0,1 % de la magnitud de la medida. Siendo la tolerancia del 1 %, el grado de desviación respecto del tanto por ciento de tolerancia es del 10 %, lo que indica una notable exactitud del elemento ensayado.

EJEMPLO 2. Para comprobar los valores de capacidad y factor de potencia de un condensador de 1 μF de dieléctrico de papel impregnado de parafina, para una tensión de trabajo de 1500 v, por medio del puente universal de impedancias (fig. 14), se conecta dicho condensador en las bornas «*L* & *C*», situando el conmutador «*L-C-R*» en la posición *C*, con lo que se dispone el aparato como puente de Sauty.

Para la medida se sitúa el mando D_5 en la posición 0 y el D_4 en la posición «$\times 1\ \mu$F» (campo de medida: 0 a 11 μF). Para el equilibrio de fase se lleva el mando D_6 al 0. Se gira D_2, manteniendo D_3 en posición de suficiente sensibilidad, hasta conseguir la mínima desviación de la aguja de M_2. Seguidamente se retoca la posición del mando D_1 buscando una nueva desviación mínima en M_2. Todavía deberá retocarse ligeramente el mando D_2 para llevar la aguja de M_2 a mínima desviación, terminándose las alternativas regulaciones de D_2 y D_1, cuando se haya obtenido la menor de todas las desviaciones mínimas. En este caso, la mínima desviación (condición de equilibrio de magnitud y fase del puente) se ha obtenido para D_2 en 1,1..., y multiplicando este valor por el factor indicado por D_4 se tiene, como medida de capacidad resultante,

$$1{,}10 + \varepsilon\ \mu\text{F},$$

donde

$$\varepsilon < 0{,}1 = 10\ \%.$$

El valor del factor de potencia multiplicado por 100 se obtiene por lectura de D_1, siendo en el caso presente:

$$\text{factor de potencia} \times 100 = 0{,}3 + \varepsilon$$

$$\varepsilon < 0{,}1 = 33{,}3\ \%;$$

luego

$$\text{factor de potencia} = 0{,}003 + \frac{\varepsilon}{100}$$

o bien, haciendo

$$\varepsilon' = \frac{\varepsilon}{100}$$

$$\text{factor de potencia} = 0{,}003 + \varepsilon'$$

$$\varepsilon' < 0{,}001 = 33{,}3\ \%.$$

Para obtener mayor aproximación se repite la medida con D_4 en «$\times 0{,}1\ \mu$F» y D_5 en 10 (campo de medida: 1 a 2,1 μF), manteniendo D_6 en 0. Para el equilibrio del puente, D_2 proporciona una lectura de 1,12... y D_1, 0,5..., por lo que, teniendo en cuenta el factor dado por D_4, se tiene:

$$(10 + 1{,}12...) \times 0{,}1 = 1{,}112 + \varepsilon\ \mu\text{F}$$

$$\varepsilon < 0{,}001\ \mu F = 0{,}1\ \%,$$

y:

$$\text{factor de potencia} \times 100 = 0{,}5 + \varepsilon$$

$$\varepsilon < 0{,}1 = 20\ \%$$

o bien:

$$\text{factor de potencia} = 0{,}005 + \frac{\varepsilon}{100}$$

$$\text{factor de potencia} = 0{,}005 + \varepsilon'$$

$$\varepsilon' < 0{,}001 = 20\ \%.$$

La notable diferencia entre la pérdida obtenida en la primera lectura (0,003) y la dada por la segunda (0,005) se debe a que para la segunda medida ha sido puesto en circuito el potenciómetro P_5 con la consiguiente introducción de resistencias parásitas que determinan la variación de la lectura. Por tanto, se deberá tomar como más aproximada la menor lectura obtenida para el factor de potencia, es decir, 0,003.

Los errores que se han determinado para cada una de las medidas, son los introducidos por imprecisión de la lectura a causa de la limitación natural del número de divisiones grabadas en los cuadrantes de los mandos. Aparte de estos errores, deberán ser considerados los introducidos por efecto de las residuales del puente.

La capacidad residual del puente, medida con las bornas «*L* & *C*» en circuito abierto, el mando D_4 en «× 0,0001 μF» y D_5 en 0, es de

$$0 + \varepsilon\,\mu\text{F},$$

siendo

$$\varepsilon < 0{,}000005\ \mu\text{F},$$

que puede ser despreciada por ser muy pequeña en comparación con la capacidad medida (1 μF).

EJEMPLO 3. Se trata de comprobar el valor del coeficiente de autoinducción y del factor de sobretensión de un choque de baja frecuencia de 1 henrio empleándose para ello el puente universal de impedancias (fig. 14), a cuyas bornas «*L* & *C*» se conecta la bobina a medir, situando el conmutador «*L-C-R*» en la posición *L*, con lo que el aparato queda dispuesto como puente de Maxwell.

Se hace una primera medida con el mando D_5 en la posición 0 y el D_4 en la posición «× 1000 mH» (campo de medida: 0 a 11 000 mH). Para el equilibrio de fase se lleva el mando D_6 al 0. Se gira D_2, manteniendo D_3 en posición de suficiente sensibilidad, hasta conseguir el equilibrio (mínima desviación de la aguja de M_2). Seguidamente se retoca la posición de mando D_1 buscando una nueva desviación mínima en M_2. Prosiguiendo el ajuste como en el ejemplo anterior, se llega finalmente a la condición de equilibrio de magnitud y fase del puente para D_2 en 1, ... y multiplicando este valor por el factor 1000 indicado por D_4, se tiene, como medida del coeficiente de autoinducción:

$$1000 + \varepsilon \text{ milihenrios}$$

$$\varepsilon < 100\ \text{mH} = 10\ \%.$$

El factor de sobretensión se obtiene por lectura de D_1, siendo en el caso presente:

$$Q = 8{,}4 + \varepsilon$$

$$\varepsilon < 0{,}2 = 2{,}5\ \%,$$

para una frecuencia de prueba de 1000 c/s.

Se repite la medida con D_5 en 0 y D_4 en «× 100 mH» (campo de medida: 0 a 1100 mH), manteniendo D_6 en 0. Para el equilibrio del puente, D_2 da una lectura de 10,5... y D_1, 7,8..., ó, teniendo en cuenta el factor dado por D_4:

$$1050 + \varepsilon \text{ milihenrios}$$

$$\varepsilon < 20\ \text{mH} = 2\ \%,$$

y

$$Q = 7{,}8 + \varepsilon$$

$$\varepsilon < 0{,}2 = 2{,}56\ \%.$$

Todavía se repite la medida con D_5 en 10 y D_4 en «× 100 mH» (campo de medida: 1000 a 11 000 mH), y se gira D_2 hasta la posición 0,55..., para la que se establece el equilibrio, con D_1 en 7,8..., siendo el valor resultante del coeficiente de autoinducción:

$$(10 + 0{,}55\ldots) \times 100 = 1055 + \varepsilon \text{ milihenrios}$$

$$\varepsilon < 5 \text{ mH} = 0{,}5\,\%,$$

y, el de Q:

$$Q = 7{,}8 + \varepsilon$$

$$\varepsilon < 0{,}2 = 2{,}56\,\%.$$

Por semejantes consideraciones a las del ejemplo anterior, de los dos valores distintos obtenidos para el Q se toma como más aproximado el más elevado, es decir, 8,4.

Medidas por el método de resonancia

La frecuencia de resonancia de un circuito simple con resistencia, autoinducción y capacidad, está dada por la conocida relación de Thompson:

$$f_0 = \frac{1}{2\,\pi\sqrt{L\,C}} \qquad \text{(I, 48)}$$

que permite determinar L para diferentes valores de C y a la inversa, para cada valor de f_0.

De esta propiedad se hace uso para las medidas por el «método de resonancia».

11. Medida de capacidades por lectura directa. Si el circuito resonante de la figura 27 comprende una bobina de coeficiente de auto-

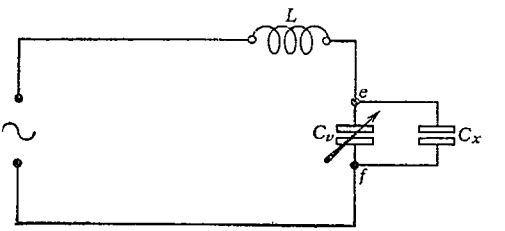


FIG. 27

inducción L y supuesta ωL_0, impedancia del sistema generador de señal, despreciable al lado de ωL, al conectar en las bornas e-f un condensador de capacidad desconocida C_x se tiene (I, 48)

$$C_v + C_x = \frac{1}{4\,\pi^2 f_0^2 L}$$

y despejando C_x,

$$C_x = \frac{1}{4\,\pi^2 f_0^2 L} - C_v.$$

Para cada valor de la frecuencia f_0, el término fraccionario del segundo miembro permanece constante, por lo que, graduando C_v en valores de capacidad, se puede determinar C_x por lectura directa.

12. Medida de coeficientes de autoinducción por lectura directa. Despejando L en (I, 48) resulta

$$L = \frac{1}{4\,\pi^2\,f_0^2\,C_v}$$

donde $\frac{1}{4\,\pi^2\,f_0^2}$ es constante para cada valor de f_0, por lo que L_x (fig. 28) se puede obtener por lectura directa, graduando C_v en valores de coeficientes de autoinducción.

13. Medida del factor de sobretensión (Q) de las bobinas por lectura directa. Verificándose para la resonancia (fig. 28)

$$Q = \frac{e_c}{e} \qquad \text{(I, 49)}$$

e_c = d. d. p. medida entre las armaduras de C_v

e = d. d. p. medida entre A y B

si se mantiene constante el valor de e para cualquier valor de f_0, se puede determinar Q de la bobina L_x por lectura directa a partir de los valores obtenidos para e_c.

Son varios los procedimientos utilizados para indicar con precisión la resonancia del circuito, y entre los más comúnmente empleados

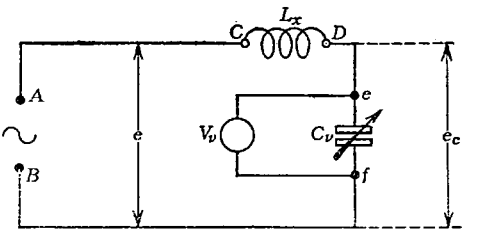


FIG. 28

está el del voltímetro de válvula conectado en paralelo con el condensador C_v (fig. 28), que indica el valor de la sobretensión e_c que, para la resonancia, verifica la relación (I, 49) y toma su máximo valor.

14. Medida del factor de potencia de los condensadores. Utilizando el mismo circuito que en los casos anteriormente tratados para medidas por el método de resonancia, se pueden determinar el factor de poten-

cia ($1 : Q$) y las resistencias de pérdida, en serie (R_x) o en paralelo (R_{xp}), de un condensador cualquiera [1].

---

[1] Un condensador de capacidad C_x con pérdidas en el dieléctrico, es equivalente al conjunto formado por el mismo condensador, considerado exento de

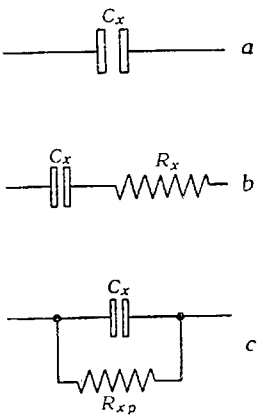


FIG. 29

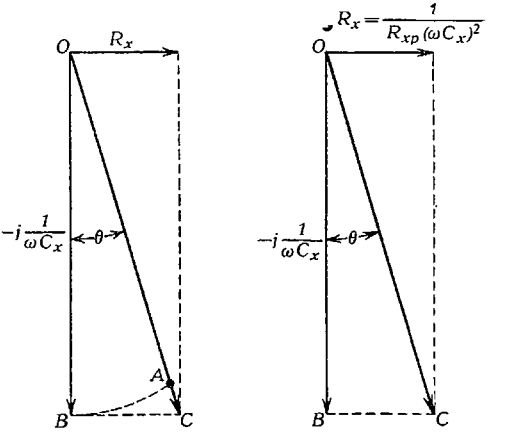


FIG. 30

pérdidas, en serie con una resistencia R_x (fig. 29 *b*) o en paralelo con una resistencia R_{xp} (fig. 29 *c*).

Las relaciones entre cada una de estas resistencias y el factor de potencia del condensador se obtienen, para pérdidas reducidas de un condensador de buena calidad, estableciendo con pequeño error (fig. 30):

$$\text{longitud del arco } A\,B = C\,B, \qquad \text{(I, 50)}$$

y dividiendo por $O\,A$:

$$\frac{\text{longitud del arco } A\,B}{O\,A} = \frac{C\,B}{O\,A}$$

El primer miembro de esta igualdad expresa la medida en radianes del ángulo de pérdida θ del condensador, y su número es el factor de potencia; luego

$$\text{Factor de potencia} = \frac{C\,B}{O\,A}$$

y teniendo en cuenta los valores de $C\,B$ y $O\,A$ dados en la figura, resulta

$$R_x = \frac{\text{Factor de potencia}}{\omega\,C_x} \qquad \text{(I, 51)}$$

ecuación que corresponde al conjunto *b*) de la figura 29.

La impedancia de este conjunto se obtiene aplicando la fórmula

$$Z_b = R_x - j\,\frac{1}{\omega\,C_x} \qquad \text{(I, 52 } a\text{)}$$

Estas medidas se obtienen en función de los valores de Q determinados por dos mediciones sucesivas, para la misma frecuencia de prueba f_0. Una de ellas, Q_1, sin conectar el condensador en ensayo C_x (fig. 31 *a*), y la otra, Q_2, con el condensador C_x conectado entre las bornas A y B (fig. 31 *b*).

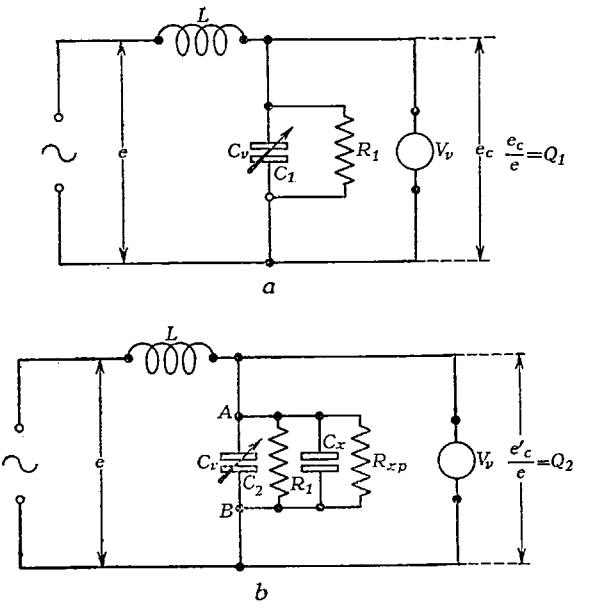


FIG. 31

Para el conjunto *c*), resistencia R_{xp} en paralelo con el condensador, se tiene

$$Z_c = \frac{R_{xp}\left(-j\,\frac{1}{\omega\,C_x}\right)}{R_{xp}-j\,\frac{1}{\omega\,C_x}};$$

mas como $\frac{1}{\omega^2\,C_x^2} \ll R_{xp}^2$, después de racionalizar el denominador, queda

$$Z_c = \frac{1}{R_{xp}\,(\omega\,C_x)^2} - j\,\frac{1}{\omega\,C_x} \qquad \text{(I, 52 } b\text{)}$$

La equivalencia de los conjuntos *b*) y *c*) exige la igualdad de (I, 52 *a*) y (I, 52 *b*); pero como las partes imaginarias son idénticas, dicha igualdad se verifica con la sola condición

$$R_x = \frac{1}{R_{xp}\,(\omega\,C_x)^2} \qquad \text{(I, 53)}$$

y sustituyendo R_x por su valor en función del factor de potencia resulta finalmente,

$$R_{xp} = \frac{1}{\omega\,C_x \times (\text{Factor de potencia})}$$

En efecto, teniendo en cuenta (fig. 31 *a*) la resistencia de pérdida R_1 en paralelo con C_1 se puede establecer

$$Q_1 = \omega_0 C_1 R_1 \quad (^1) \qquad \text{(I, 54)}$$

y para el circuito de la figura 31 *b*,

$$Q_2 = \omega_0 (C_2 + C_x) \frac{R_1 R_{xp}}{R_1 + R_{xp}};$$

pero siendo en los dos casos la misma la frecuencia de resonancia f_0 y permaneciendo constante el valor de L, las capacidades totales C_1 y $(C_2 + C_x)$ deben ser iguales, luego

$$Q_2 = \omega_0 C_1 \frac{R_1 R_{xp}}{R_1 + R_{xp}} \qquad \text{(I, 55)}$$

Sustituyendo en (I, 55) R_1 por su valor sacado de (I, 54) resulta

$$R_{xp} = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_1} \qquad \text{(I. 56)}$$

expresión por la que se determina el valor de la resistencia de pérdida del condensador objeto de la medida.

Como $C_x = C_1 - C_2$ y

$$\text{Factor de potencia de } C_x \approx \frac{1}{Q_x} = \frac{1}{\omega_0 C_x R_{xp}}$$

sustituyendo valores en esta última ecuación queda

$$\text{Factor de potencia de } C_x \approx \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2} \cdot \frac{C_1}{C_1 - C_2} \qquad \text{(I, 57)}$$

15. Medida de la capacidad distribuída de las bobinas. Conectando la bobina que se desea medir (fig. 32) entre los terminales C y D y esta-

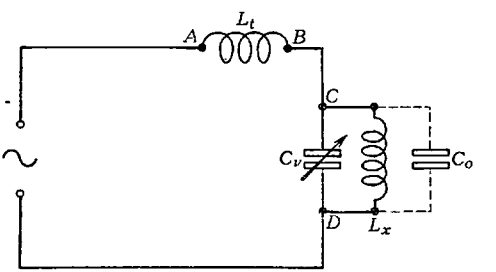


FIG. 32

(1) La conocida relación

$$Q_x = \frac{1}{\omega C_x R_x}$$

toma R_x como resistencia en serie con la capacidad C_x. Cuando se considera la resistencia R_{xp} en paralelo con C_x, la ecuación anterior toma la forma, considerando (I, 53),

$$Q_x = \omega C_x R_{xp}$$

bleciendo la resonancia para dos frecuencias f_1 y f_2 tales que, por ejemplo, $f_1 = 2\,f_2$, la capacidad distribuída de la bobina viene dada por la expresión

$$C_0 = \frac{C_2 - 4\,C_1}{3} \qquad \text{(I, 58)}$$

en la que C_1 y C_2 son los valores de capacidad obtenidos en C_v para lograr la resonancia para las frecuencias f_1 y f_2 respectivamente.

Aplicando la fórmula de Thompson para la resonancia con f_1 y f_2 se tiene:

$$f_2 = \frac{1}{2\,\pi\sqrt{L\,(C_2 + C_0)}}$$

$$f_1 = 2\,f_2 = \frac{1}{2\,\pi\sqrt{L\,(C_1 + C_0)}}$$

y elevando al cuadrado ambas ecuaciones y dividiéndolas miembro a miembro queda

$$C_0 = \frac{C_2 - 4\,C_1}{3}$$

según se había establecido en (I, 58).

En general, para $f_1 = n\,f_2$,

$$C_0 = \frac{C_2 - n^2\,C_1}{n^2 - 1}$$

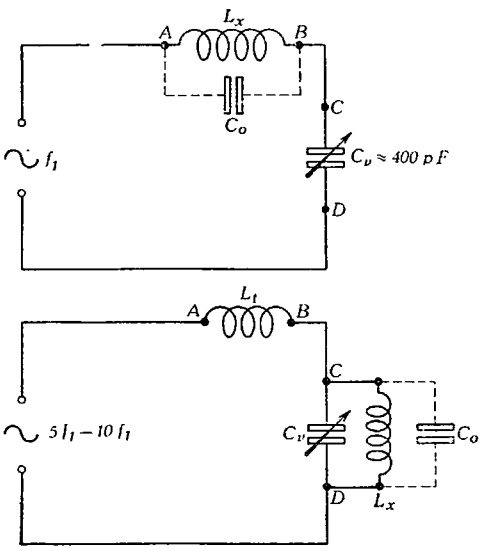


FIG. 33

16. Determinación de la frecuencia propia de resonancia de las bobinas. La capacidad distribuída de una bobina puede considerarse en paralelo con su autoinducción, y el conjunto es equivalente a un circuito resonante paralelo o serie (fig. 33), con una frecuencia propia de resonancia f_0.

Para determinar f_0 se utiliza un circuito de prueba (fig. 33) de idénticas características que los empleados para los casos anteriormente estudiados. Entre los terminales A y B de este circuito se conecta la bobina L_x que queda intercalada en serie con el condensador C_v. Para un valor de C de aproximadamente 400 pF, se obtiene la resonancia de este circuito para una frecuencia del generador de señal f_1. Determinada f_1, se desconecta de A y B la bobina L_x y se sustituye por otra bobina L_t que resuene, con C en serie, a una frecuencia f_2 comprendida entre $5\,f_1$ y $10\,f_1$, y se esta-

blece la resonancia del circuito en estas nuevas condiciones. Se conecta L_x en paralelo con C, entre los terminales C y D, y se restablece la resonancia variando la capacidad de C.

Al buscar la sintonía se advertirá si ha sido preciso aumentar o disminuir la capacidad de C. Si ha debido aumentarse, se aumenta la frecuencia del generador de señal en $\Delta f_2 = \frac{f_2}{10}$, y si hubo de disminuirse la capacidad de C, se disminuye la frecuencia del generador en Δf_2, resultando la nueva frecuencia de prueba $f_3 = f_2 \pm \Delta f_2$. A continuación se desconecta la bobina en prueba L_x y se restablece la resonancia reajustando C. Nuevamente se conecta L_x entre C y D y se advierte el sentido en que se debe variar C para conseguir la resonancia, para aumentar o disminuir la frecuencia del generador, por análogas consideraciones a las observadas en la prueba anterior, en $\Delta f_3 = \frac{f_3}{10}$ obteniéndose la frecuencia $f_4 = f_3 \pm \Delta f_3$. Esta serie de ensayos se prosigue hasta que para una frecuencia f_n del generador no se produzca desintonía del circuito de medida al conectar y desconectar L_x entre C y D. Esta frecuencia f_n coincide con la frecuencia propia de resonancia de la bobina L_x, cuyo símbolo es f_0. En efecto, únicamente para esta frecuencia f_0 se verifica que la impedancia de L_x en paralelo con su capacidad distribuída C_0 es (1)

$$Z = \frac{L_x}{R_0\, C_0} = R_d,$$

expresión de una resistencia pura que, al ser conectada en paralelo con C, no produce desintonía del circuito de prueba (fig. 34), sino tan sólo una disminución de e_c.

Los valores de e_c registrados por el voltímetro de válvula con L_x conectada o desconectada de C y D, permiten, valiéndose de la rela-

(1) La impedancia combinada del circuito paralelo formado por la bobina L_x con C_0 en derivación, tomando R_0 como resistencia del devanado de la bobina, se expresa por

$$Z = \frac{(R_0 + j\,\omega\, L_x)\left(-j\,\frac{1}{\omega\, C_0}\right)}{R_0 + j\,\omega\, L_x - j\,\frac{1}{\omega\, C_0}}$$

y para $R_0 \ll \omega\, L_{x0}$ se obtiene, después de operar,

$$Z = \frac{L_x : C_0}{R_0 + j\left(\omega\, L_x - \frac{1}{\omega\, C_0}\right)}$$

Para $\omega = \omega_0$ se anula la cantidad contenida en el paréntesis del denominador, quedando

$$Z = \frac{L_x}{R_0\, C_0}$$

ción (I, 56), la determinación del valor de R_d, resistencia aparente de la bobina para su frecuencia propia de resonancia f_0.

17. Inductómetro de radiofrecuencia de lectura directa. El medidor de coeficientes de autoinducción «General Radio» es apropiado para realizar medidas muy exactas en las bobinas empleadas en la técnica radioeléctrica, pues proporciona medidas con errores no superiores al 1 %. También puede ser utilizado ventajosamente para la medida de pequeñas capacidades, con errores que dependen de la calidad del patrón de capacidad empleado en el aparato. Para todas las medidas se hace uso de señal de alta frecuencia. Consta el inductómetro (fig. 35) de dos osciladores de idénticas características OSC_1 y OSC_2, diferenciados únicamente en sus circuitos de sintonía, ya que el primero posee una autoinducción L_0 fija, en paralelo con una capacidad C_0, también fija, y dos bornas A y B dispuestas para conectar la bobina L_x, de coeficiente de

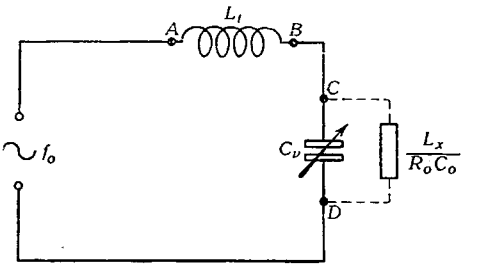


FIG. 34

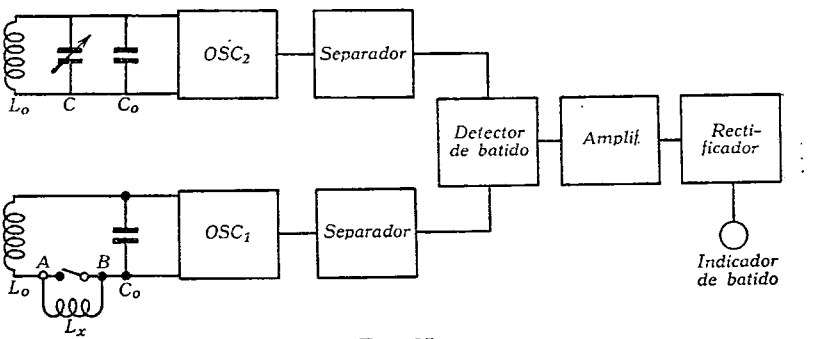


FIG. 35

autoinducción desconocido, mientras que el segundo consta de una autoinducción L_0, en paralelo con un condensador de capacidad fija C_0, y otro condensador C_v, de capacidad variable con cuadrante graduado.

Con el condensador patrón C_v, situado en una posición de referencia, por ejemplo, el 0, y las bornas A y B en corto circuito, se sintonizan los dos osciladores a la misma frecuencia de resonancia f_0, lo que se comprueba por el batido cero que se obtiene a la salida del detector. En estas condiciones, se intercala la bobina cuyo coeficiente de autoinducción se desea medir entre las bornas A y B, lo que determina

la disminución de la frecuencia generada por $O\,S\,C_1$ y, por consiguiente, el que la frecuencia de batido sea distinta de 0. Para restablecer la pulsación 0 a la salida del detector, se deberá aumentar la capacidad de C_v hasta un valor C_1. La condición de coincidencia de las frecuencias generadas por los $O\,S\,C_1$ y $O\,S\,C_2$ es, por tanto,

$$(L_x + L_0)\ C_0 = (C_1 + C_0)\ L_0,$$

luego

$$L_x = C_1 \frac{L_0}{C_0} \qquad \text{(I, 59)}$$

El factor $\frac{L_0}{C_0}$, por una conveniente elección de L_0 y C_0, se hace decimal, lo que facilita la inmediata lectura de L_x, pues, graduado C_v en pF, el valor del coeficiente de autoinducción L_x se obtiene por un sencillo producto de la lectura del cuadrante de C_v por el factor decimal $\frac{L_0}{C_0}$. L_x viene expresado en las mismas unidades que L_0, si para establecer la razón $\frac{L_0}{C_0}$ se mide C_0 en las mismas unidades que C_1.

Cada uno de los osciladores consta (fig. 36) de una etapa generadora de radiofrecuencia formada por una válvula $6\,A\,B\,7$, seguida de la etapa

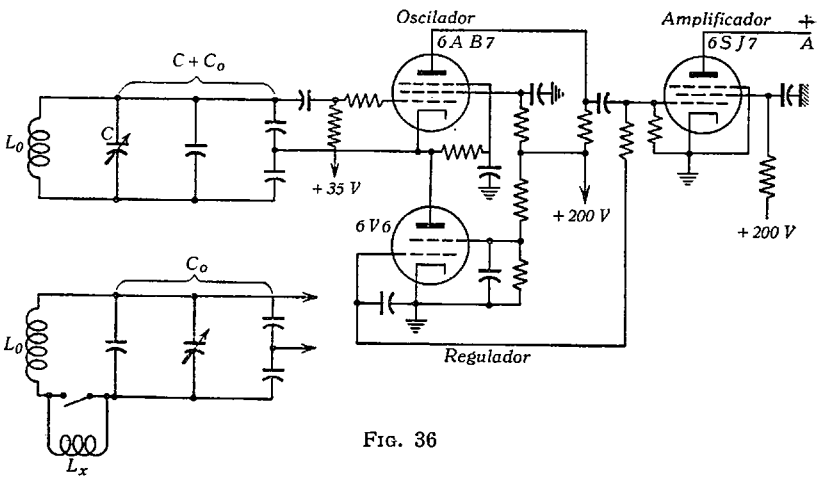


FIG. 36

separadora con válvula $6\,S\,J\,7$ para evitar el deslizamiento de la frecuencia del oscilador que pudiera producirse por la variación de las características de la carga exterior. Se incluye además una etapa reguladora que funciona de modo análogo al de un control automático de sensibilidad diferido. Las bobinas patrones L_0 son enchufables y de valores iguales a los de los límites superiores de medida de cada margen.

El circuito de detección (fig. 37) comprende una etapa detectora ($6\,H\,6$), seguida por una amplificadora ($6\,S\,J\,7$) cargada por un rectifi-

cador en puente acoplado al aparato de medida *M*. El rectificador de onda completa determina que la aguja de *M* vibre al doble de la frecuencia de batido.

La curva de respuesta del indicador de batido (fig. 38) muestra una cresta amplia hendida por un profundo valle correspondiente

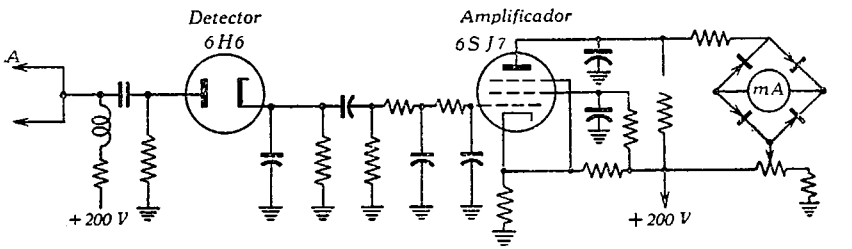


FIG. 37

al batido cero. La anchura de la cresta es de ± 5000 c/s respecto del centro, y el ancho de la cortadura es de ± 100 c/s, manifestándose las vibraciones de la aguja entre ± 10 c/s y ± 1 c/s.

La figura 39 representa el detalle de la curva de respuesta del indicador de batido comprendida entre ± 50 c/s. La zona rayada indica, respecto de la respuesta media, la amplitud de las vibraciones de la aguja.

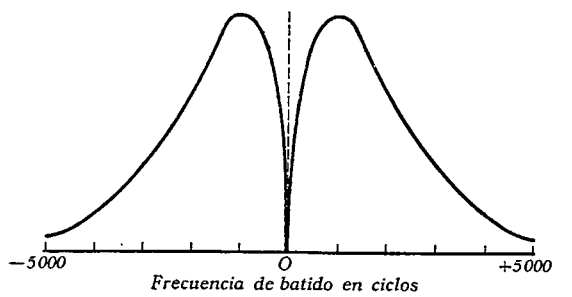


FIG. 38

La más típica característica de las bobinas pequeñas es la capacidad parásita determinada principalmente por sus dimensiones, conexiones y longitud de los terminales y su valor se mantiene por debajo de los 10 pF, por lo que el inductómetro está ajustado para una capacidad parásita de 5 pF con una tolerancia de ± 5 pF para no rebasar los límites de error fijados.

Son muchas las causas de error en las medidas y es preciso limitar el error total a menos del 1 %. Para ello se escogen frecuencias de prueba lo suficientemente bajas, para que la tolerancia de 5 pF suponga menos del 0,25 % de error, o sea, que la autoinducción desconocida debe resonar a la frecuencia de prueba con más de 2000 pF. La frecuencia de prueba es aproximadamente $^1/_{20}$ de la frecuencia propia de resonancia de la bobina objeto de la medida o aún menor.

Para $C_0 = 1000$ pF y $C_{v\ máx.} = 1000$ pF, los valores de L_0, que se obtienen aplicando la fórmula (I, 59), coinciden con los límites superiores de los márgenes de medida.

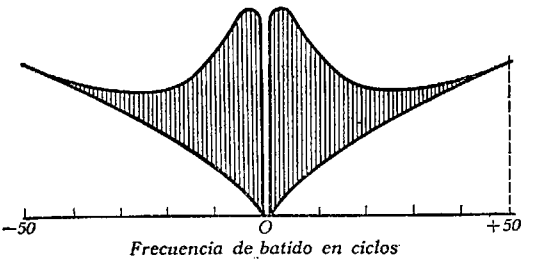


FIG. 39

Estos márgenes, en el aparato que se describe, son los siguientes:

Márgenes	Límites	Frecuencias
1	0 a 10 μH	1,6 a 1,1 Mc/s
2	0 a 100 »	500 a 350 kc s
3	0 a 1 mH	160 a 110 »
4	0 a 10 »	50 a 35 »
5	0 a 100 »	16 a 11 »

El cuadrante de C_v está dividido en 5000 partes, correspondiendo 0,1 pF de variación de capacidad para un giro de $^1/_2$ división.

18. Medidor de factor de sobretensión (Q). Es un aparato que, basado en el método de resonancia, permite obtener por lectura directa la

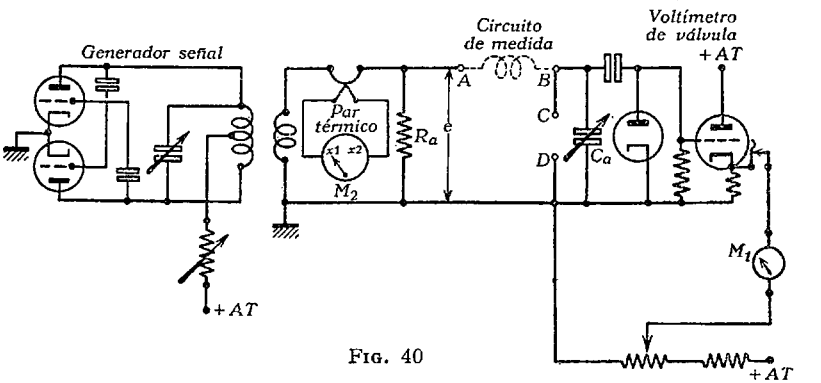


FIG. 40

medida del factor de sobretensión o Q de las bobinas y, mediante sencillas relaciones, valores de L, C, factor de potencia de condensadores, etc.

En el esquema simplificado (fig. 40) de este aparato se aprecian las partes esenciales del montaje: el circuito de medida propiamente

dicho, formado por la resistencia R_a de 0,04 ohmios en serie con el condensador variable C_a y las bornas A y B dispuestas para conectar las bobinas que se deban medir o bobinas patrones; un generador de señal de radiofrecuencia, cuya salida se acopla débilmente al circuito de medida, y el indicador de medida formado por un voltímetro de válvula de baja admitancia de entrada, conectado en paralelo con el condensador C_a, y un termomicroamperímetro M_2 graduado como multiplicador ($\times 1$, $\times 2$).

El aparato da, por lectura directa sobre la escala del instrumento M_1 del voltímetro de válvula, valores de Q determinados por la relación entre la tensión e aplicada al circuito de medida y la tensión e_c registrada entre las armaduras del condensador C_a:

$$Q = \frac{e_c}{e}$$

La figura 41 muestra el esquema completo del medidor de Q Marconi con la especificación de los elementos de que está compuesto.

El generador de señal oscila con frecuencias comprendidas entre 50 kc/s y 50 Mc/s, distribuídas en los siete márgenes siguientes:

Márgenes	Frecuencias
1	50 a 150 kc/s.
2	150 a 450 »
3	450 a 1500 »
4	1,5 a 4,5 Mc/s.
5	4,5 a 12 »
6	12 a 25 »
7	25 a 50 »

Dentro de cada margen se selecciona la frecuencia de ensayo deseada mediante el mando $D_{C_{6-7}}$, que gobierna los condensadores C_6 - C_7, cuyo cuadrante está dividido en siete coronas concéntricas, graduadas en kilociclos por segundo o megaciclos por segundo, cada una de las cuales corresponde a un margen.

El campo de medida del aparato se selecciona por medio de los reóstatos P_9 y P_{10}, en serie, que regulan la tensión de placa de la etapa osciladora y, por consiguiente, la tensión e de la señal aplicada al circuito de medida. Esta variación de e la registra el instrumento M_2, verificándose que la tensión e_1 aplicada al circuito de prueba para M_2 en la posición $\times 1$ y la tensión e_2 aplicada para M_2 en $\times 2$ son tales que $e_1 = 2\, e_2$, y por ello, para una determinada medida de Q, se tiene:

$$e_{c_1} = Q\, e_1$$

$$e_{c_2} = Q\, e_2 = Q\, \frac{e_1}{2}$$

de donde

$$e_{c_2} = \frac{e_{c_1}}{2}$$

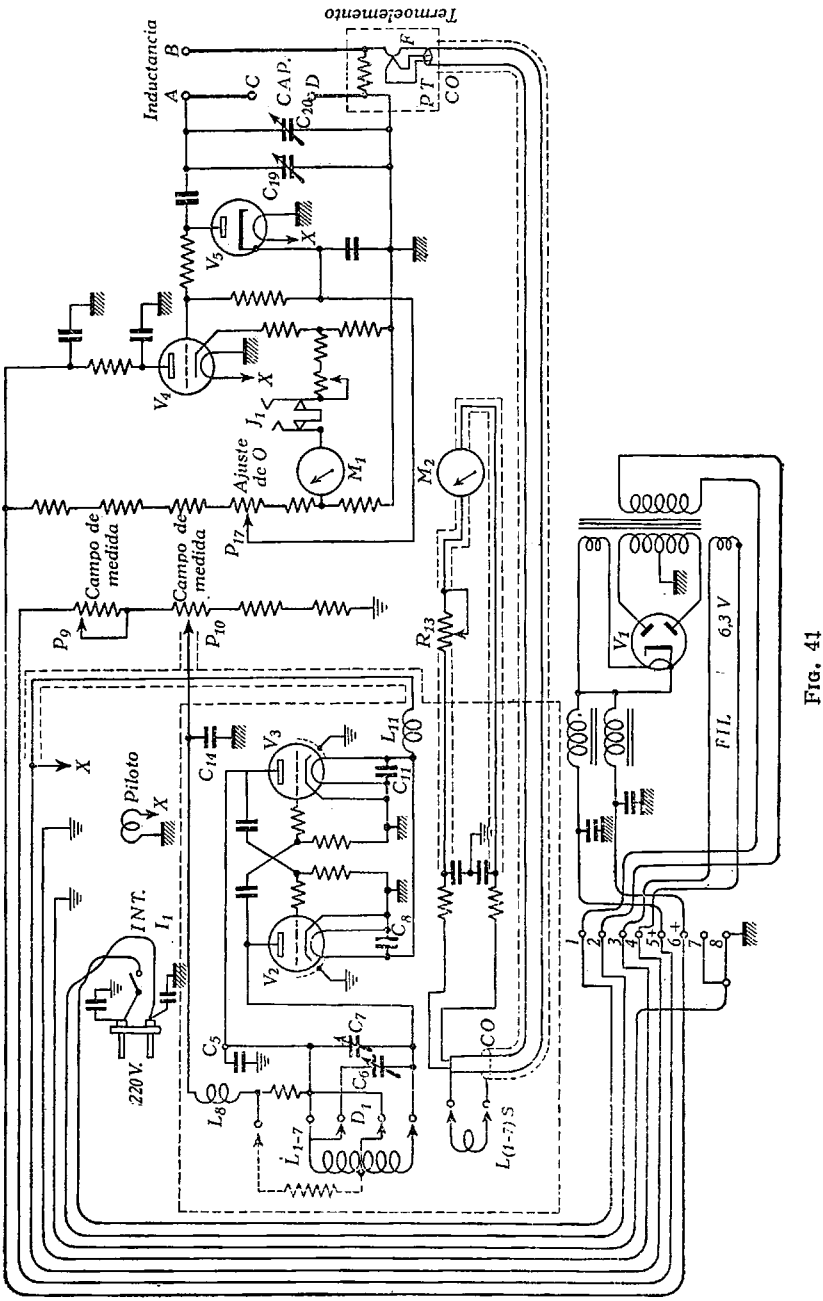

Termoelemento
Inductancia
A
B
C
D
CAP.
C_{20}
C_{19}
V_5
V_4
V_3
V_2
V_1
J_1
M_1
M_2
Ajuste de O
P_{12}
Campo de medida
P_9
Campo de medida
P_{10}
R_{13}
F
P T
CO
X
Piloto
C_{14}
L_{11}
C_{11}
C_8
INT.
I_1
220 V.
C_5
C_7
C_6
D_1
L_8
L_{1-7}
$L_{(1-7)S}$
FIL
6,3 V
1
2
3
4
5
6
7
8

FIG. 41

es decir, que la lectura e_{c_1} obtenida en el instrumento M_1, con M_2 en $\times 1$, es doble que la e_{c_2} obtenida con M_2 en $\times 2$, para un mismo valor de Q.

El campo de medida del instrumento M_1 es 0-250 (M_2 en $\times 1$), ampliándose a 0-500 para M_2 en $\times 2$.

Aún pueden obtenerse lecturas superiores a 500, utilizando un instrumento exterior M_x adecuadamente contrastado con M_1.

Antes de realizar una medida, el instrumento M_1 debe ajustarse exactamente a 0, para lo cual se cortocircuitan las bornas C y D para evitar la entrada de señal del generador en el voltímetro de válvula y se regula la posición de la aguja de M_1 por medio del reóstato P_{17}, hasta situarla exactamente en el 0 de la escala.

En el circuito de medida, la capacidad de resonancia se obtiene por medio de los dos condensadores C_{19} y C_{20} conectados en paralelo. El condensador C_{20} es un patrón de capacidad variable cuyo mando $D_{C_{20}}$ está graduado de 5 a 450 pF, y el condensador C_{19} es un pequeño condensador variable de 7 pF que regula ligeramente la capacidad obtenida con C_{20}, permitiendo precisar la lectura de fracciones de división de $D_{C_{20}}$. El mando $D_{C_{19}}$ está dividido en 60 partes iguales, que se extienden a partir de un 0 central hasta ± 3 pF a cada lado de dicho 0.

En la construcción de este aparato están cuidados especialmente los accesorios destinados a evitar acoplamientos indeseables entre el generador de señal y el circuito de medida. Para ello, el oscilador está totalmente apantallado, y los conductores de alimentación del mismo, igualmente blindados, aparte de las células de desacoplo constituídas por los condensadores C_8 y C_{11}, y el choque L_{11} en el circuito de filamento, y el condensador C_{14}, y el choque L_8 en el circuito anódico.

El acoplamiento del circuito de medida con el generador de señal se establece por intermedio de la línea CO, cuyo conductor exterior, que constituye una pantalla electrostática, está conectado a masa, y el conductor interior une un terminal de la pequeña bobina de acoplo $L_{(1-7)s}$ a una de las bornas F del termoelemento PT.

La salida de corriente continua del par término PT se conduce, convenientemente apantallada, hasta el instrumento M_2.

El procedimiento de medida difiere según que se trate de efectuar medidas de Q, coeficientes de autoinducción, capacidades, etc., por lo que se estudia cada caso separadamente.

a) *Medida de Q.* Se enciende el medidor accionando el interruptor I_1 y se mantiene encendido, antes de efectuar ninguna medida, durante unos minutos para que las válvulas adquieran su temperatura de régimen, lo que asegura la estabilidad de frecuencia del oscilador. Se cortocircuitan los terminales C y D y se efectúa el ajuste del 0 del instrumento M_1, como se ha indicado anteriormente. Para medidas en las frecuencias más altas del margen deberá conectarse una buena tierra a la borna E del aparato. Los terminales de la bobina cuyo Q se desea medir se conectan en las bornas A y B, manteniendo en circuito abierto las C y D del condensador. Se selecciona mediante el conmutador D_1

el margen de frecuencia que se desee y, dentro de dicho margen, se sintoniza exactamente la frecuencia de prueba, girando el mando D_{C_0-7} hasta la graduación de la frecuencia deseada. Mediante el mando $D_{C_{20}}$ se varía la capacidad del condensador C_{20} hasta conseguir la resonancia del circuito de prueba con la frecuencia del generador de señal, condición que acusa la máxima desviación de la aguja de M_1. La lectura registrada por M_1 da directamente, para M_2 situado en $\times 1$ o dividido por 2 (M_2 en $\times 2$), el valor del factor de sobretensión Q_x.

Para medidas con frecuencia de prueba superiores a 15 Mc/s deberá hacerse una corrección de la lectura de Q'_x obtenida en M_1 por causa del efecto de la capacidad distribuída de la bobina C_0, que disminuye el Q aparente de la bobina, por medio de la fórmula

$$Q_x = Q'_x \left(1 + \frac{C_0}{C_1}\right) \qquad \text{(I, 60)}$$

ya que, en efecto,

$$\frac{Q_x}{Q'_x} = \frac{C_1 + C_0}{C_1}$$

pues: $$Q'_x = \frac{1}{\omega R (C_1 + C_0)}; \qquad Q_x = \frac{1}{\omega R C_1}$$

y dividiendo resulta (I, 60), donde C_1 es la capacidad de C_{20} y C_{19} en paralelo, y C_0 la capacidad distribuída de la bobina medida.

b) *Medida de la capacidad distribuída de las bobinas* (C_0). El procedimiento que da una medida más exacta de la C_0 de las bobinas consiste en determinar la frecuencia propia de resonancia del circuito formado por la L_x y C_0 de la bobina (fig. 34), por el método indicado anteriormente (véase *Determinación de la frecuencia propia de resonancia de las bobinas)*. Obtenida la frecuencia propia de resonancia de la bobina f_0 y la frecuencia f_1, a la que resuena L_x en serie con $C_1 = 400$ pF, se obtiene C_0 por la fórmula

$$C_0 = \frac{C_1}{\left(\frac{f_0}{f_1}\right)^2 - 1} \approx \left(\frac{f_1}{f_0}\right)^2 C_1 \qquad \text{(I, 61)}$$

El error es inferior al 10 a 20 %.

Con menor precisión se obtiene la capacidad distribuída por la fórmula (I, 58)

$$C_0 = \frac{C_2 - 4\,C_1}{3}$$

c) *Medida de coeficientes de autoinducción.* La medida de la autoinducción de bobinas comprendida entre 5 μH y 25 mH, se efectúa intercalando la bobina objeto de la medida entre las bornas A y B y reajustando $D_{C_{20}}$ hasta lograr la resonancia del circuito de medida

(máxima indicación de M_1). El valor del coeficiente de autoinducción está dado por la relación

$$L_x = \frac{1}{\omega^2 (C_1 + C_0)} - L_0,$$

donde ω es la pulsación de la onda generada por el oscilador ($\omega = 2\pi f$), C_0 la capacidad distribuída de la bobina, y L_0 la autoinducción parásita del aparato, que puede tomarse, con pequeño error, igual a 0,05 μH.

d) *Medida de capacidades.* Se conecta una bobina patrón de autoinducción L_t entre las bornas A y B, y el condensador que se desea medir entre C y D, sintonizando el circuito de medida por medio de C_{20} y anotando la lectura C_2 obtenida en $D_{C_{20}}$. Seguidamente se desconecta el condensador en prueba y se restablece la resonancia variando la capacidad de C_{20} hasta una nueva lectura C_1.

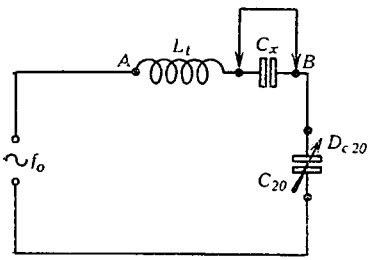


FIG. 42

La capacidad desconocida C_x se obtiene por la expresión

$$C_x = C_1 - C_2.$$

Este procedimiento sólo es utilizable para medir capacidades inferiores a 400 pF, puesto que $C_1 - C_2 < 400$ pF.

Esta medida se obtiene con una precisión de un 2 % $\pm$ 2 pF para frecuencias no superiores a 5 Mc/s. Los condensadores de capacidad superior a 400 pF se miden conectando entre A y B la bobina patrón L_t en serie con el condensador sujeto a la medida C_x (fig. 42), y estableciendo la resonancia para una lectura C_2 del mando $D_{C_{20}}$.

Para este circuito se verifica

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \dfrac{C_x \cdot C_2}{C_x + C_2}}}$$

y al cortocircuitar el condensador C_x y sintonizar de nuevo con C_{20} hasta la lectura C_1, se tiene

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L\, C_1}}$$

e igualando ambas expresiones queda

$$C_x = \frac{C_1\, C_2}{C_2 - C_1}$$

La precisión de la medida es máxima para la condición $C_2 = 2\, C_1$ y alcanza el 4 %.

Para medir la capacidad de condensadores de más de 400 pF puede emplearse un método similar al utilizado para condensadores menores de 400 pF, valiéndose de un condensador patrón C_t que se conecta entre las bornas C y D. La fórmula que proporciona el valor del condensador que se mide es

$$C_x = (C_t + C_1) - C_2.$$

e) *Medida del factor de potencia.* El factor de potencia de condensadores de capacidad no superior a 400 pF se calcula por la fórmula (I, 57)

$$\text{Factor de potencia de } C_x = \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1\, Q_2} \cdot \frac{C_1}{C_1 - C_2}$$

siendo C_2 y C_1 los valores de capacidad leídos en $D_{C_{20}}$ con el condensador C_x conectado y desconectado de C y D, y Q_2 y Q_1 los correspondientes valores del factor de sobretensión registrados por M_1 para cada uno de los casos.

Se obtiene la máxima precisión de medida, el 10 %, para $Q_1 = 2\, Q_2$.

Para medir condensadores de capacidad superior a 400 pF se utiliza un condensador patrón C_t de pequeñas pérdidas y de capacidad suficiente para sintonizar el circuito de medida, al ser conectado entre C y D. El procedimiento de medida es idéntico que el que ha sido empleado para la medida de condensadores de menos de 400 pF, y el valor del factor de potencia hecha la corrección correspondiente a la capacidad supletoria del patrón C_t, se obtiene por

$$\text{Factor de potencia de } C_x = \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1\, Q_2} \cdot \frac{C_1 + C_t}{(C_1 + C_t) - C_2}$$

EJEMPLO 4. Para medir con el medidor de factor de sobretensión (fig. 41) el Q de una bobina L de las siguientes características:

Diámetro de la bobina : 2 cm
Longitud de la bobina : 2 cm
Número de espiras : 55
Diámetro del conductor: 0,2 mm,

para una frecuencia de prueba f_1 de 3,5 Mc/s, se hace el ajuste del 0 según se ha detallado en la descripción del aparato, y se conecta la bobina entre las bornas A y B (inductancia). Se regulan D_9 y D_{10} hasta que la aguja de M_2 llegue a la indicación «×2» ó «×1» de la escala, según que el Q de la bobina sea superior o inferior a 250. Se sitúa D_1 sobre el margen 4 (1,5 a 4,5 Mc/s.) y se gira $D_{C_{6-7}}$ hasta la división correspondiente a 3,5 Mc/s. Dispuesto de esta forma el aparato, se gira $D_{C_{20}}$ hasta obtener la máxima desviación de la aguja de M_2, en este caso particular, con M_2 en «×1»:

$$Q = 100.$$

Este valor de Q se obtiene para una capacidad de sintonía de $C_{20} + C_{19}$:

$$C_1 = 52{,}6 + \varepsilon_a\, pF$$

$$\varepsilon_a < 0{,}1\, pF.$$

Por tanto, por aplicación de la fórmula general

$$L = \frac{1}{4\,\pi^2\, f_1^2\, C_1}$$

donde f_1 se toma en ciclos por segundo, y C_1 en faradios, resulta como valor de L en H,

$$L = 0{,}000039\ H.$$

Para obtener el margen de error de este valor se escribe:

$$L = \frac{1}{\underset{(\varepsilon_a < 0{,}1)}{39{,}4} \times \underset{(\varepsilon'_a < 0{,}1)}{12{,}2} \times \underset{(\varepsilon''_a < 0{,}1)}{52{,}6}} = 0{,}000039\ H$$

$$(\varepsilon_r < 1:300) + (\varepsilon'_r < 1:100) + (\varepsilon''_r < 1:500) = (\varepsilon_{rt} < 0{,}015)$$

o bien:

$$L = 39 + \varepsilon_{at}\ \mu H$$

puesto que

$$\varepsilon_{at} < 0{,}6\ \mu H < 1{,}6\ \%,$$

$$\varepsilon_{at} < \varepsilon_{rt} \times 40\ \mu H = 0{,}015 \times 40 = 0{,}6\ \mu H,$$

es decir, que el valor de L está limitado por

$$38{,}4 < L < 39{,}6\ \mu H.$$

No se tienen en cuenta los errores sistemáticos introducidos por el aparato, porque son despreciables en comparación con los errores de lectura estudiados.

EJEMPLO 5. Con la misma disposición empleada para el ejemplo precedente, se varía la frecuencia de 3,5 Mc/s a un nuevo valor f_2 mitad de f_1, es decir, 1,75 Mc/s y se repite la medida, obteniéndose la resonancia para una capacidad de sintonía $C_2 = 212{,}7 + \varepsilon'_a$ ($\varepsilon'_a < 0{,}1$). Aplicando la fórmula (I, 58) resulta, como valor de la capacidad distribuída de la bobina del ejemplo anterior,

$$C_0 = \frac{212{,}7 - 4 \times 52{,}6}{3} = 0{,}76\ \text{pF},$$

y, teniendo en cuenta los errores de lectura de los datos, se obtiene como límite de error del resultado, aparte de los errores determinados por efectos parásitos en el aparato de medida,

$$\varepsilon_{rt} < 0{,}\widehat{16} < 0{,}2,$$

luego,

$$\varepsilon_{at} < 0{,}16\ \text{pF} = 22\ \%.$$

EJEMPLO 6. Para medir la frecuencia propia de resonancia de la bobina L, del ejemplo 4, con el medidor de Q (fig. 41), se conecta entre las bornas A y B, con lo que el circuito de medida del aparato se sintoniza, con una frecuencia de prueba f_1 de 1,3 Mc/s, para una capacidad C_1 de 400 pF. Seguidamente se conecta entre A y B una bobina patrón L_t, desconectando previamente L, y se busca la sintonía para una frecuencia de prueba de 17 Mc/s que se obtiene para $C_{20} = 44$ pF. Conectando la bobina L entre las bornas C y D se reajusta C_{20}, obteniéndose una nueva lectura de 49 pF, lo que indica que la frecuencia propia de resonancia f_0 de la bobina L es superior a los 17 Mc/s. Por consiguiente, se desconecta L y se aumenta ligeramente la frecuencia de prueba, por ejemplo a 19 Mc/s sintonizando de nuevo el circuito y repitiendo la prueba anterior. Al repetir el ensayo con la frecuencia de prueba de 30 Mc/s se comprueba que la posición de C_{20} no se debe retocar al poner o quitar la bobina L en las bornas C y D, lo que indica que el circuito antirresonante formado por la autoinducción de L en paralelo con su capacidad distribuída C_0, está en resonancia con la frecuencia de 30 Mc/s, es decir, que ésta es la frecuencia propia de resonancia de L, f_0, buscada.

Aplicando la fórmula (I, 61), se tiene

$$C_0 = \frac{400}{\left(\frac{30}{1{,}3}\right)^2 - 1} = 0{,}75\ \text{pF},$$

que da un valor más aproximado de la capacidad distribuída de la bobina L que el obtenido en el ejemplo 5.

EJEMPLO 7. Se trata de medir la capacidad de un condensador con dieléctrico de mica por medio del medidor de Q (fig. 41). Para esta medida se ha empleado una bobina patrón de 7 μH conectada entre las bornas A y B. Se busca la resonancia del circuito de medida con las bornas C y D en el circuito abierto y se obtienen los valores:

$$C_1 = 295 \text{ pF}$$
$$Q_1 = 85$$
$$f_0 = 3{,}5 \text{ Mc/s.}$$

Se conecta el condensador que se desea medir C_x entre las bornas C y D, y se reajusta C_{20} hasta restablecer la resonancia del circuito, que se produce para una capacidad C_2 de C_{20} de 235 pF, obteniéndose un $Q_2 = 82$.

Aplicando la fórmula $C_x = C_1 - C_2$ se tiene

$$C_x = 60 \text{ pF},$$

y por aplicación de (I, 57):

$$\text{Factor de potencia de } C_x = \frac{85 - 82}{85 \times 82} \cdot \frac{C_1}{C_1 - C_2} = 0{,}021$$

$$\text{Ángulo de pérdida } (\delta) = 0{,}021 \text{ radianes} \approx 1^\circ\ 15'\ 20'',$$

siendo, por consiguiente, la resistencia serie equivalente (I, 51),

$$R_x = \frac{0{,}021}{6{,}28 \times 60 \times 3{,}5 \times 10^{-6}} = 15\ \Omega.$$

Medidas con el oscilógrafo de rayos catódicos

Es propiedad del oscilógrafo de rayos catódicos registrar imágenes en su pantalla, cuyas dimensiones y configuración dependen de la magnitud y fase de las tensiones e_v y e_h aplicadas a sus placas verticales VV' y horizontales HH' [1]. Esta propiedad es aplicable para determinar

---

[1] El rayo catódico está sometido simultáneamente a la acción de dos campos eléctricos perpendiculares producidos por las tensiones:

$$e_v = E_v \text{ sen } (\omega t + \varphi) \qquad (A)$$

$$e_h = E_h \text{ sen } \omega t, \qquad (B)$$

y eliminando la variable t entre las dos ecuaciones (A) y (B), se obtiene la ecuación de la trayectoria de dicho rayo

$$\frac{e_v}{E_v} = \frac{e_h}{E_h} \cos \varphi + \sqrt{1 - \frac{e_h^2}{E_h^2}} \cdot \text{sen } \varphi,$$

o bien,

$$\frac{e_h^2}{E_h^2} + \frac{e_v^2}{E_v^2} - 2\,\frac{e_h\, e_v}{E_h\, E_v} \cos \varphi = \text{sen}^2 \varphi, \qquad (C)$$

que es la ecuación de una elipse inscrita en un rectángulo de lados $x = 2E_h$; $y = 2E_v$, cuya orientación y forma dependen del valor de φ.

Para $\varphi = 2k\pi$, $\cos \varphi = 1$ y $\text{sen } \varphi = 0$, reduciéndose la ecuación (C) a la siguiente:

$$\left(\frac{e_h}{E_h} - \frac{e_v}{E_v}\right)^2 = 0$$

algunas características de elementos de circuitos radioeléctricos. La precisión de las medidas realizadas por este método depende de la exactitud con que se midan y comparen entre sí las dimensiones de la imagen retratada en la pantalla del osciló grafo.

Si se aplican simultáneamente tensiones

$$e_v = E_v \operatorname{sen} \omega t \quad \text{y} \quad e_h = E_h \operatorname{sen} \omega t$$

de las mismas amplitud, frecuencia y fase (fig. 43), en las placas verticales $V V'$ y horizontales $H H'$, respectivamente, se obtiene en la pantalla una recta cuya pendiente viene dada por la expresión

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{E_v}{E_h}$$

Como se ha supuesto que $E_v = E_h$, deberá verificarse

$$\operatorname{tg} \alpha = 1 \quad \text{y} \quad \alpha = 45°.$$

Si se adelanta la fase de e_v en $|\varphi| < 90°$, se tiene

$$e_h = E_h \operatorname{sen} \omega t \quad \text{y} \quad e_v = E_v \operatorname{sen} (\omega t + \varphi),$$

---

es decir, dos rectas confundidas de ecuación

$$e_v = e_h \cdot \frac{E_v}{E_h}$$

y cuya pendiente es

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{E_v}{E_h}$$

Para $\varphi = (2k + 1)\pi$, $\cos \varphi = -1$ y $\operatorname{sen} \varphi = 0$, se tiene

$$\left(\frac{e_h}{E_h} + \frac{e_v}{E_v} \right)^2 = 0,$$

que representa dos rectas confundidas de ecuación

$$e_v = - e_h \frac{E_v}{E_h}$$

y pendiente

$$\operatorname{tg} \alpha = - \frac{E_v}{E_h}$$

Si se toma $\varphi = (2k + 1/2)\pi$, $\cos \varphi = 0$ y $\operatorname{sen}^2 \varphi = 1$, y la ecuación de la trayectoria es

$$\frac{e_h^2}{E_h^2} + \frac{e_v^2}{E_v^2} = 1,$$

ecuación de una elipse referida a sus ejes.

Si $E_h = E_v$, la ecuación anterior se reduce a

$$e_v^2 + e_h^2 = E_h^2,$$

que representa una circunferencia de radio E_h con centro en el origen de coordenadas.

y la imagen resultante es una elipse (fig. 44). Considerando el punto M, se escribe:

$$e_h = -OM = E_h \operatorname{sen} \omega t$$

$$e_v = E_v \operatorname{sen} (\omega t + \varphi) = O+,$$

luego $\omega t + \varphi = 2k\pi$ y $\omega t = 2k\pi - \varphi$.

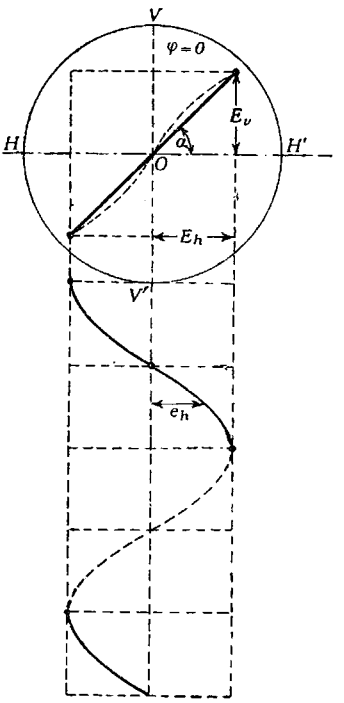


FIG. 43

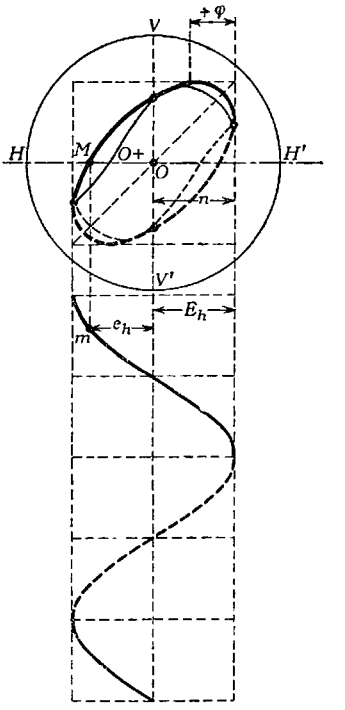


FIG. 44

y sustituyendo este valor de ωt en la ecuación de e_h, queda

$$e_h = -OM = E_h \operatorname{sen} (2k\pi - \varphi) = -E_h \operatorname{sen} \varphi$$

$$\operatorname{sen} \varphi = \frac{OM}{E_h} \qquad \text{(I, 62)}$$

que permite determinar el ángulo de fase φ por dos magnitudes OM y E_h, medidas en la pantalla del oscilógrafo.

Para un adelanto de fase de e_v, φ=90°, la imagen resultante (fig. 45) es una circunferencia. Para este caso, $OM = E_h$.

Considerando una delanto de fase $|\varphi| > 90°$ se obtiene la imagen de la figura 46, y para ella, si se toma el punto M, se tiene:

$$e_h = OM$$

$$e_v = E_v \text{ sen } (\omega t + \varphi) = O—,$$

que exige la condición $\omega t + \varphi = (2k + 1)\pi$

o, lo que es igual, $\omega t = (2k + 1)\pi - \varphi.$

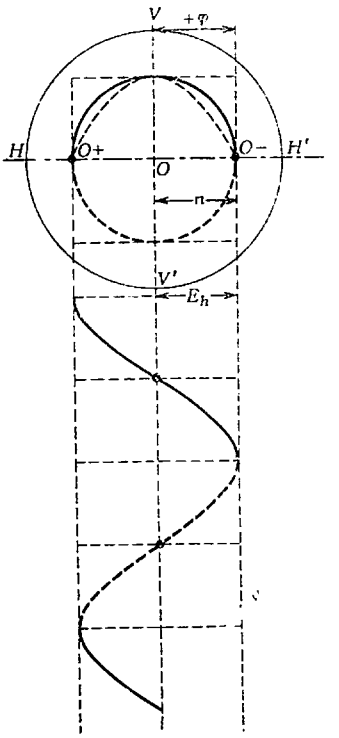


FIG. 45

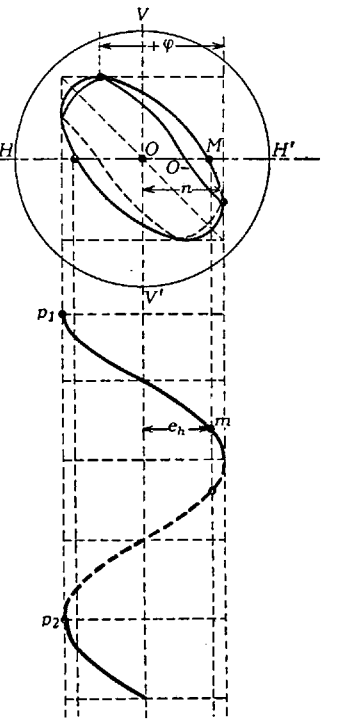


FIG. 46

Sustituyendo este valor de ωt en la ecuación de e_h, resulta:

$$OM = E_h \text{ sen } \varphi$$

$$\text{sen } \varphi = \frac{OM}{E_h}$$

Para $\varphi = 180°$ resulta la imagen de la figura 47, cuya pendiente es:

$$\text{tg } \alpha = -\frac{E_v}{E_h} = -1; \qquad \alpha = -45°.$$

Para un retraso de fase de $|\varphi| < 90°$ resulta la elipse de la figura 48, para la cual se verifica, considerando el punto M':

$$e_h = O\,M'$$

$$e_v = E_v \text{ sen } (\omega\, t - \varphi) = O+,$$

y, por consiguiente,

$$\omega\, t = 2\, k\, \pi + \varphi,$$

por lo que, si se sustituye este valor de $\omega\, t$ en la ecuación de e_h, se obtiene

$$\text{sen } \varphi = \frac{O\,M'}{E_h} \qquad \text{(I, 63)}$$

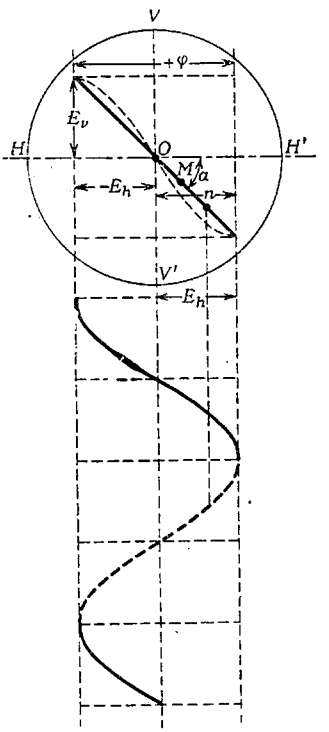


FIG. 47

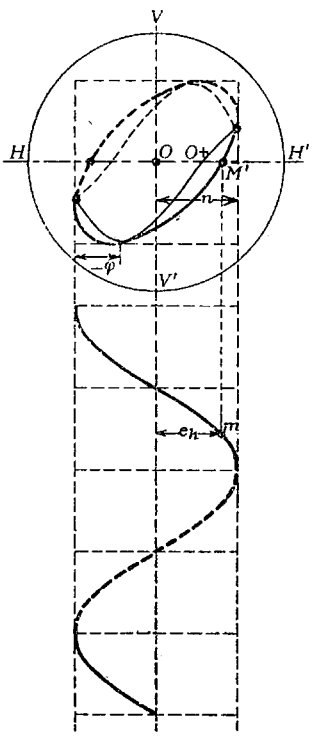


FIG. 48

Para $\varphi = -90°$, la trayectoria del rayo catódico es una circunferencia (fig. 49) engendrada en sentido inverso que la que se obtuvo para $\varphi = +90°$.

Para un retraso de fase de $|\varphi| > 90°$, la trayectoria es una elipse (fig. 50), para cuyo punto M' se tiene:

$$e_h = -\,O\,M'$$

$$e_v = E_v \text{ sen } (\omega\, t - \varphi) = O-$$

luego $$\omega t = (2k + 1)\pi$$

y sustituyendo en la ecuación de e_h,

$$\text{sen } \varphi = \frac{O M'}{E_h}$$

La imagen que se obtiene para $\varphi = -180°$ coincide con la que se obtuvo para $\varphi = 180°$.

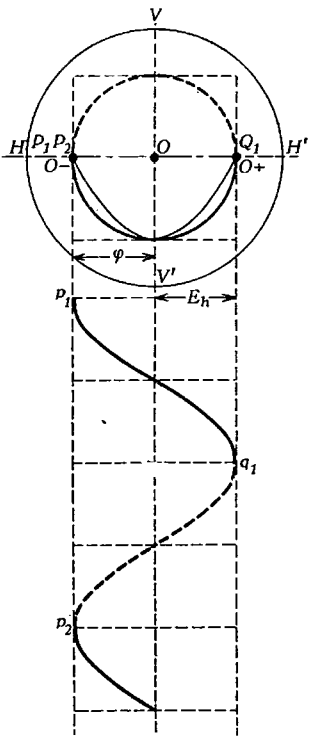


FIG. 49

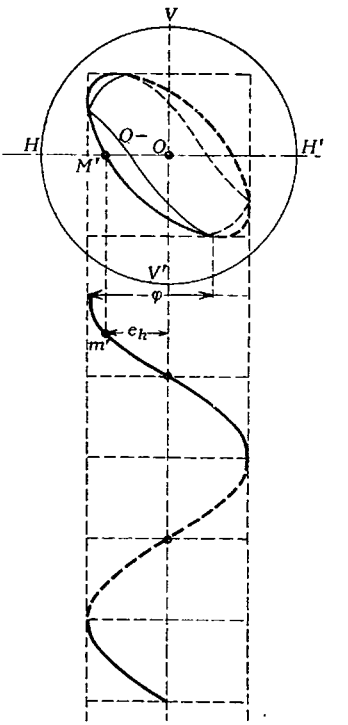


FIG. 50

19. Medida de resistencias. Entre las placas verticales $V V'$ del oscilógrafo se aplica la tensión e_x establecida entre los extremos B y C (fig. 51) de la resistencia R_x que se desea medir, y a las placas horizontales $H H'$ la tensión e_R desarrollada en el mismo instante entre los extremos del reóstato R, graduado en ohmios. La tensión e_x está en fase con e_R, y, por tanto, deberá aparecer una recta $A B$ (fig. 43) en la pantalla del oscilógrafo. Cuando la pendiente de esta recta sea de 45° se verificará la igualdad

$$e_x = e_R,$$

y por estar recorridas R y R_x por la misma intensidad de corriente,

$$R_x = R$$

20. Medida de capacidades. Si en el anterior circuito de prueba se sustituye R_x por

$$Z_{C_x} = R_x - j\,\frac{1}{\omega\, C_x}$$

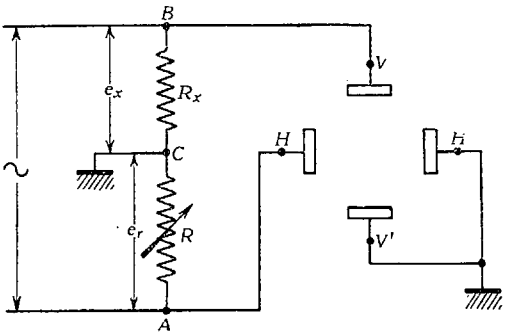


FIG. 51

(fig. 52) sin modificar el resto de la disposición, la tensión e_Z desarrollada entre los puntos B y C se encuentra retrasada un ángulo

$$\varphi = \text{arc tg}\,\frac{-1}{\omega\, R_x\, C_x}$$

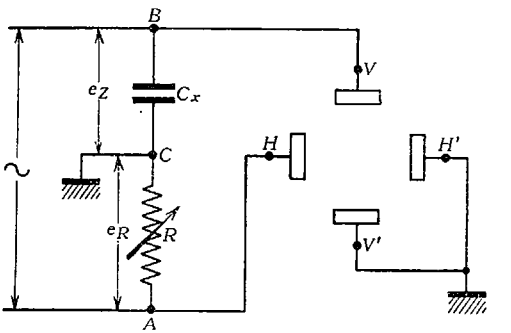


FIG. 52

respecto de e_R, obteniéndose, en general, una imagen elíptica (fig. 48), para la que se verifica (I, 63)

$$|\varphi| = \text{arc sen}\,\frac{OM'}{E_h}$$

Cuando esta elipse sea tal que $E_h = E_v$ se verificará

$$|e_Z| = |e_R|$$

y, por consiguiente,

$$R = |Z_C|$$

El método resulta conveniente cuando $R_x \ll \frac{1}{\omega C_x}$ y puede despreciarse, lo que sin gran error puede admitirse en la práctica para la mayoría de los condensadores que no sean electrolíticos. En este caso, φ se puede considerar de —90°, y la imagen del oscilógrafo debe ser una circunferencia para que se cumpla

$$|e_Z| = |e_R|$$

o bien

$$\frac{1}{\omega C_x} = R$$

y despejando C_x,

$$C_x = \frac{1}{\omega R}$$

21. Medida de coeficientes de autoinducción. Los coeficientes de autoinducción de las bobinas se miden por un procedimiento similar al descrito para la medida de capacidades. Para esta medida se sustituye el condensador C_x por una bobina L_x de impedancia $Z_{L_x} = R_x + j\,\omega\,L_x$. La tensión e_Z que se establece entre los puntos B y C (fig. 53) está adelantada un ángulo

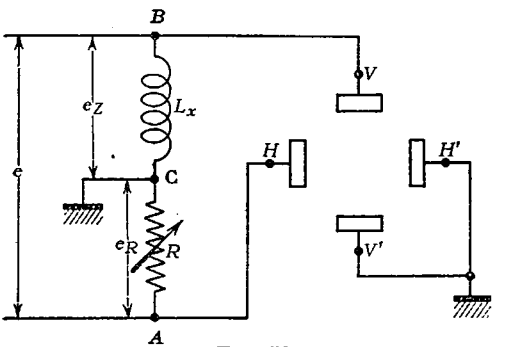


FIG. 53

$$\varphi = \text{arc tg}\,\frac{\omega L_x}{R_x}$$

respecto de e_R, y se obtiene, como en el caso anterior, una imagen elíptica (fig. 44) para la cual (I, 62)

$$|\varphi| = \text{arc sen}\,\frac{OM}{E_h}$$

Para $E_h = E_v$ se verifica

$$|e_Z| = |e_R|$$

y, por tanto,

$$R = |Z_{L_x}|$$

Admitiendo que $R_x \ll L_x$, lo que sin gran error puede permitirse en la mayoría de los casos prácticos, el ángulo φ es muy aproximadamente igual a 90°, y la imagen del oscilógrafo será una circunferencia cuando

$$|e_Z| = |e_R|$$

igualdad que exige esta otra:

$$\omega L_X = R.$$

El valor del coeficiente de autoinducción se obtiene despejando de esta última ecuación L_x, por

$$L_x = \frac{R}{\omega}$$

22. Medida del factor de potencia de condensadores. El ángulo de pérdida de los condensadores se puede determinar por medio de la ecuación (I, 63), modificada,

$$\delta = \frac{\pi}{2} - \varphi = \frac{\pi}{2} - \text{arc sen } \frac{OM'}{E_h}$$

previo el establecimiento de la condición

$$|e_Z| = |e_R|$$

23. Medida del factor de sobretensión de bobinas. Asimismo, la ecuación (I, 62) permite determinar el factor de sobretensión (Q) de L_x, si se cumple la condición

$$|e_Z| = |e_R|$$

EJEMPLO 8. Para determinar la capacidad de un condensador C_x por el método del oscilógrafo, se conecta C_x en serie con un potenciómetro de 0 a 10 000 ohmios (fig. 52) y se aplica entre A y B una tensión de baja frecuencia de 25 kc, obteniéndose en la pantalla del oscilógrafo la elipse de la figura 48, para un valor de la resistencia del potenciómetro de 800 ohmios, por lo que

$$C_x = \frac{1}{2\pi f R} = \frac{1}{6{,}28 \times 25 \times 8 \times 10^5} = 7953 \text{ pF.}$$

Además, $OM' = 0{,}91$ y $E_h = 1$, luego

$$\varphi = \text{arc sen } 0{,}91 = 65° 31'$$

y Ángulo de pérdida de $C_x = 90° - 65° 31' = 24° 29'$

Factor de potencia de $C_x = 0{,}42$.

CAPÍTULO II

Determinación de las características de circuitos radioeléctricos

Medidos los elementos de un circuito cualquiera, las características del mismo pueden ser determinadas por consideraciones teóricas; mas la técnica moderna requiere procedimientos más directos y que, además, eliminen los errores que se introducen con el tratamiento teórico, por la necesaria simplificación de las fórmulas a fin de facilitar los cálculos.

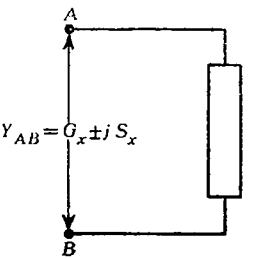


FIG. 54

1. Medida de la admitancia. El dipolo de la figura 54 presenta entre sus bornas A y B una admitancia:

$$Y_{AB} = G_x \pm j\, S_x$$

$$\left(G_x = \frac{1}{R_{xp}} \quad \text{y} \quad S_x = \frac{1}{X_x}\right)$$

pudiendo ser obtenidos los valores de sus componentes G_x y S_x y ángulo de fase, en función de los valores de los elementos del circuito y de la frecuencia de trabajo del mismo, por aplicación de la teoría de circuitos; pero también se puede efectuar una medida directa de G_x y S_x valiéndose de dispositivos de medida adecuados.

Si el circuito dipolo citado se intercala entre las bornas M y N del puente de la figura 55, formado por dos pares de ramas 1-2 y 3-4 simétricamente dispuestas respecto de las ramas 5, que contiene una admitancia $Y_5 = G_5 \pm S_5$ regulable, y 6, sobre cuyas bornas M y N se conecta la admitancia desconocida Y_x del dipolo, los valores de G_x y S_x se determinan, para el equilibrio del puente, por las relaciones

$$G_x = G_5$$

y,

$$S_x = S_5.$$

En efecto, para un supuesto equilibrio del sistema puente formado por las ramas 1, 2, 3 y 4, toda causa de desequilibrio del conjunto, tensión no nula entre las bornas R y T del detector, provendrá de la

desigualdad de las admitancias Y_5 e Y_x; por tanto, la condición de equilibrio es

$$Y_x = Y_5$$

es decir,

$$G_x + jS_x = G_5 \pm jS_5$$

o también:

$$G_x = G_5$$

$$S_x = S_5,$$

El signo de jS_5 indica que la susceptancia S_5 se conecta en la rama 6 del puente (signo +) para la medida de admitancias con susceptan-

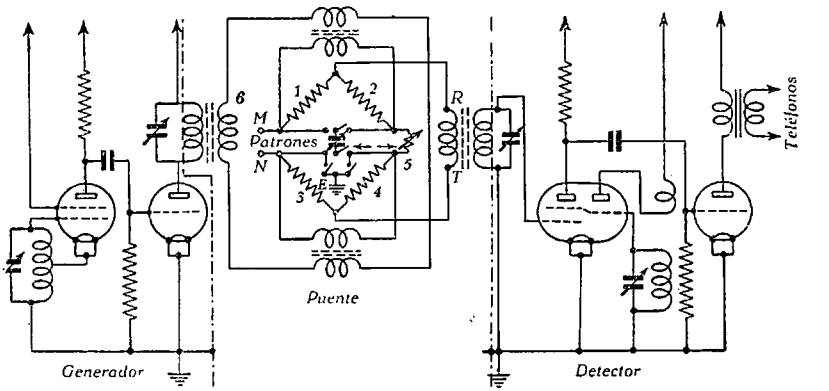


FIG. 55. Esquema de principio del puente de impedancia

cias negativas $\left(-j\,\frac{1}{\omega L_x}\right)$, o en la rama 5 (signo —) para la medida de admitancias con susceptancias positivas ($j\,\omega\,C_x$).

2. Medida de la intensidad de corrientes de alta y baja frecuencia. Si bien para frecuencias muy bajas, del orden de 50 c/s, son utilizables los métodos que se emplean para corrientes industriales (amperímetros de corriente continua con rectificador, amperímetros térmicos, termoelementos de hilos cruzados, etc.), a medida que se va aumentando la frecuencia, se manifiestan efectos indeseables de capacidad entre conductores, efecto pelicular que varía notablemente la resistencia de los mismos, etc., resultando prácticamente imposible una graduación de los instrumentos de medida independiente de la frecuencia.

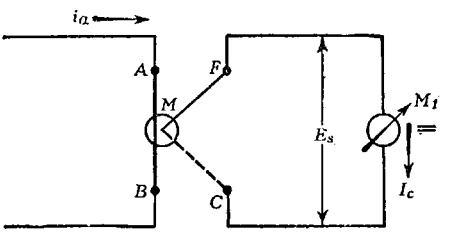


FIG. 56

Estas deficiencias son subsanadas en los instrumentos provistos de *termoelemento de caldeo indirecto*, que se fundan en la propiedad que tiene una soldadura M de dos filamentos de metales distintos —hierro y constantán, por ejemplo (fig. 56) —, al ser calentada de desarrollar entre los extremos libres F y C una diferencia de potencial E_s proporcional a la temperatura que adquiera la soldadura ($E_s = k_1 \cdot t$). Esta diferencia de potencial aplicada a las bornas del instrumento de corriente contínua M_1 determina el paso de una corriente continua Ic. La corriente alterna de alta o baja frecuencia que se trata de medir, se hace circular por el filamento de caldeo AB, unido al par termoeléctrico FMC de hierro y constantán, por medio de un aislante que mantiene el filamento calefactor en la proximidad de la soldadura M, pero sin establecer contacto eléctrico con ella. Al pasar por AB la corriente alterna, $i_x = I_x \cdot \operatorname{sen} \omega t$, por ejemplo, se produce un aumento de temperatura t de la soldadura que depende de la energía disipada en el filamento de caldeo, y que es proporcional al cuadrado de la corriente eficaz $I_{x_{eff}}$ que circula por AB:

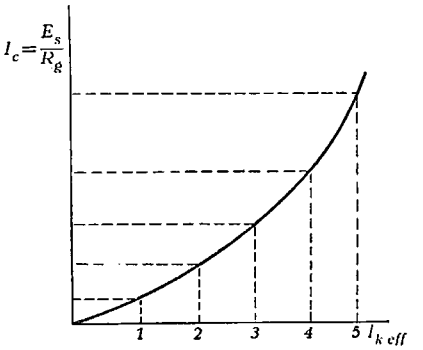


FIG. 57

$$t = k_2 I_{x^2 eff},$$

resultando, por consiguiente,

$$E_s = k_1 t = k_1 k_2 I_{x^2 eff},$$

ecuación que muestra la ley cuadrática de la variación de la corriente continua I_c determinada por la diferencia de potencial E_s establecida

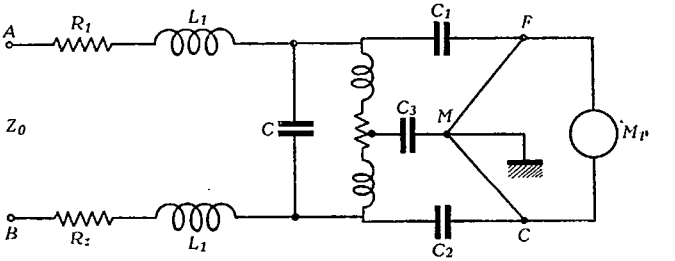


FIG. 58

entre los puntos F y C del termoelemento en función de la intensidad eficaz de la corriente alterna que circula por el filamento de caldeo AB (fig. 57).

El circuito equivalente del termoelemento es el que muestra la figura 58, pudiéndose disminuir los efectos parásitos indeseables con un adecuado diseño de la célula termoeléctrica (hilos cortos y separados, filamento de caldeo muy fino para evitar el efecto pelicular, etc.), tendiendo asimismo a que la impedancia característica

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

que presenta el termoelemento al circuito sobre el que se debe efectuar la medición, permanezca constantemente igual a una resistencia R en todo el espectro de frecuencias de trabajo.

Por no estar conectados eléctricamente el filamento calefactor y el par termoeléctrico que cierra su circuito a través del instrumento M_1,

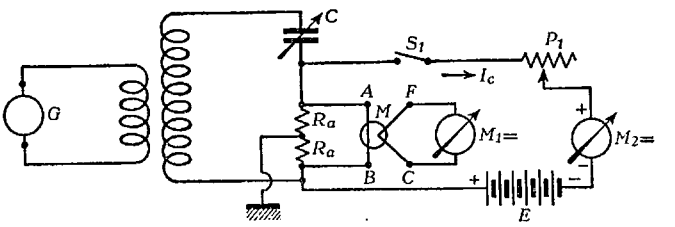


FIG. 59

se puede intercalar el termoelemento en cualquier punto del circuito en prueba sin alterar apreciablemente sus características, debiéndose cuidar solamente que el centro del filamento AB permanezca a potencial de masa, con lo que los efectos de acoplamiento parásito de las pequeñas capacidades C_1, C_2 y C_3 se contrarrestan, eliminándose todo acoplamiento indeseable entre el filamento calefactor y el par. Puesto que el filamento de caldeo debe ser muy fino, para evitar en lo posible el efecto pelicular, hay una limitación de la magnitud de las corrientes que se pueden medir directamente con el termoelemento. Prácticamente, la diferencia de potencial E_s es de unos 10 mV, y se establece para una disipación de 5 a 20 mW en el filamento calefactor, siendo de 3 a 100 mA las corrientes eficaces que disipan esa potencia sobre resistencias del filamento de 600 a 2 ohmios.

El método de contraste de los instrumentos con termoelemento consiste en determinar la correspondencia entre la potencia disipada en el filamento de caldeo, y, por consiguiente, la temperatura que adquiere la soldadura M, y la corriente eficaz $I_{x_{eff}}$ que circula por el mismo, o bien directamente la relación entre la corriente continua I_c, exactamente medida con un patrón, que circula por M_1 y cada valor de $I_{x_{eff}}$ aplicado al calefactor.

Un montaje adecuado para efectuar el ajuste últimamente indicado, es el de la figura 59. Se excita el circuito de alta frecuencia por

medio del generador G y se marca sobre la escala de M_1, amperímetro provisto de termoelemento, la desviación registrada. Seguidamente se interrumpe la corriente de alta frecuencia y se cierra el circuito de corriente continua por medio del interruptor S_1. Al circular por M_1 y M_2 la corriente continua I_c, se desviarán las agujas de ambos amperímetros. Cuando la de M_1 alcance la misma desviación marcada anteriormente, para lo cual puede variarse I_c regulando el reóstato P_1, se anotará sobre la indicación de la escala la intensidad de corriente I_c registrada por el amperímetro patrón de corriente continua M_2.

3. Medida de tensiones de alta y baja frecuencia. Esta medida puede efectuarse aplicando la propiedad de la componente continua de la corriente anódica de cualquier sistema detector, de variar en función de la amplitud máxima E_0 del voltaje e establecido entre las bornas de entrada (1).

$$I_c = f(E_0)$$

siendo $e = E_0 \operatorname{sen} \omega t$.

(1) La corriente de placa i_a del diodo detector se compone de la corriente de reposo I_p sumada a la corriente instantánea i_p que circula por la carga del diodo por causa de la tensión de excitación e (fig. 60):

$$i_a = I_p + i_p.$$

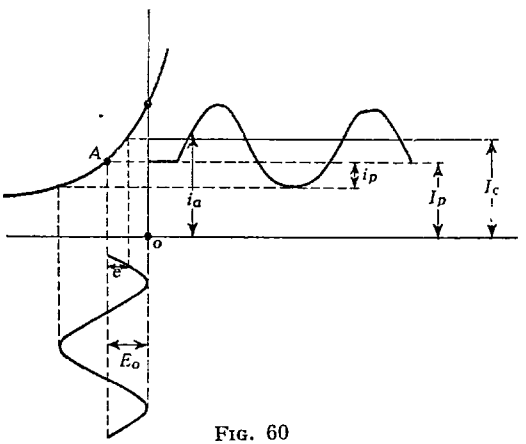


FIG. 60

Si la tensión de entrada e es débil, el detector trabaja en la curvatura de la característica, siendo i_p una función no lineal de e, que se puede expresar por

$$i_p = k_1 e + k_2 e^2 + k_3 e^3 + \ldots$$

Prácticamente se puede prescindir de los términos de la serie que siguen a $k_2 e^2$, luego

$$i_a = I_p + k_1 e + k_2 e^2.$$

Si la tensión de excitación es alterna y sinusoidal $e = E_o \operatorname{sen} \omega t$, al sustituir su valor en la ecuación anterior, se tiene

$$i_a = I_p + k_1 E_0 \operatorname{sen} \omega t + k_2 E_0^2 \operatorname{sen}^2 \omega t,$$

y desarrollando el término cuadrático,

$$i_a = I_p + \frac{k_2 E_0^2}{2} + k_1 E_o \operatorname{sen} \omega t - \frac{k_2 E_0^2 \cos 2 \omega t}{2}$$

expresión que muestra la variación de la componente continua de i_a en función de la amplitud E_0 de la tensión alterna e aplicada a la entrada del detector:

$$I_c = I_p + \frac{k_2 E_0^2}{2}$$

Para tensiones elevadas de entrada, el detector trabaja en la parte recta de

Por consiguiente, la medida de la corriente continua de placa del detector, efectuada por medio de un miliamperímetro de corriente con-

---

la característica, pudiéndose tomar sin gran error la característica ideal de la figura 61.

La corriente de placa i_a del diodo detector, que solamente circula para los semiperíodos positivos de la tensión de ataque e, se obtiene por la fórmula

$$i_{a\,(0,\,\pi)} = I_p + i_{p\,(0,\,\pi)} ;$$

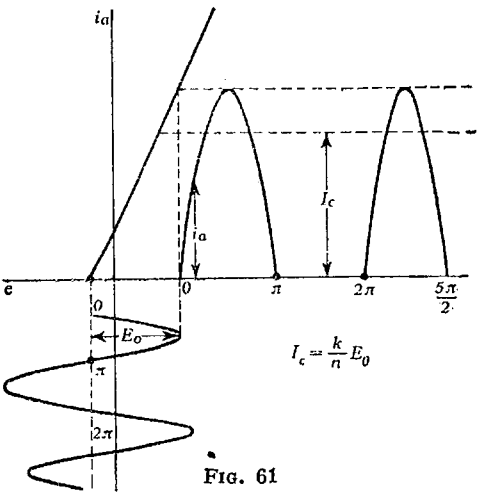


FIG. 61

pero, en este caso: $I_p = 0$

$$i_{p\,(0,\,\pi)} = k \cdot e_{(0,\,\pi)} ,$$

luego, $$i_{a\,(0,\,\pi)} = k \cdot e_{(0,\,\pi)} ,$$

y para $e = E_0 \operatorname{sen} \omega t$,

$$i_{a\,(0,\,\pi)} = k.\, E_0 \operatorname{sen} \omega t_{(0,\,\pi)} .$$

Esta función periódica no sinusoidal desarrollada en serie de Fourier, da como resultado:

$$i_a = A_0 + A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\,\omega t + \ldots + A_m \cos m\,\omega t + \\ + B_1 \operatorname{sen} \omega t + B_2 \operatorname{sen} 2\,\omega t + \ldots + B_m \operatorname{sen} m\,\omega t + \ldots ,$$

obteniéndose A_m y B_m por medio de las relaciones:

$$A_m = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_a \cos m\,\omega t \cdot d\,\omega t \qquad B_m = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_a \operatorname{sen} m\,\omega t \cdot d\,\omega t .$$

y sustituyendo los valores así obtenidos en el desarrollo en serie, resulta

$$i_a = \frac{k}{\pi} E_0 + 0{,}5 \cdot k \cdot E_0 \operatorname{sen} \omega t - 0{,}212 \cdot k \cdot E_0 \cos 2\,\omega t + \ldots ,$$

donde asimismo se evidencia que la variación de la componente continua de i_a está determinada por la variación de la amplitud máxima E_0 de la tensión de excitación,

tinua, permite determinar los valores de las tensiones aplicadas a la entrada del detector, conociendo la relación $f(E_0)$ que depende de las características de funcionamiento del sistema. El voltímetro así obtenido se ajusta con tensiones de baja frecuencia (50 c/s, por ejemplo), contrastando las tensiones sucesivamente aplicadas a la entrada con un voltímetro patrón exactamente graduado y anotando en la escala del miliamperímetro los valores de tensión que indique el patrón; o bien se construye una curva de ajuste (fig. 62) tomando como abscisas los sucesivos valores de tensión registrados en el voltímetro patrón y como ordenadas las correspondientes lecturas obtenidas en el miliamperímetro. Este ajuste es válido para cualquier frecuencia, incluso para las ultraelevadas, si el aparato está adecuadamente proyectado y construído. Por otra parte, la admitancia de entrada del detector es muy pequeña, siendo, por consiguiente, muy pequeña también la potencia absorbida del generador cuya tensión se trata de medir.

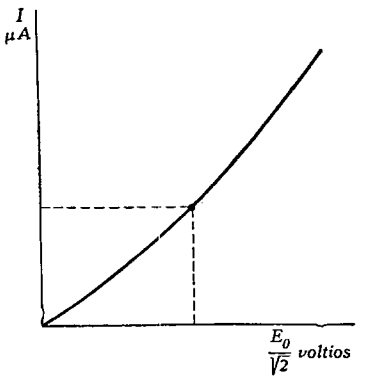


FIG. 62

En las figuras 63 y 64 se muestran cuatro montajes típicos de voltímetros de válvula o electrónicos, que se fundan en las propiedades estudiadas.

En los voltímetros de diodo de la figura 63 *a* y *b*, la corriente detectada tiene una componente continua I_c, proporcional a E_0^2 (detección cuadrática: funcionamiento del diodo en la parte curva de la característica) y a E_0 para valores elevados de e (detección lineal: funcionamiento del diodo en la parte recta de la característica).

Si CR (fig. 63 *b*) es grande en comparación con el período T de la tensión aplicada $\left(\frac{CR}{T} > 100\right)$, la componente continua I_c de la corriente de paso i_a es, prácticamente, igual a la continua resultante al excitar el diodo con una tensión continua de

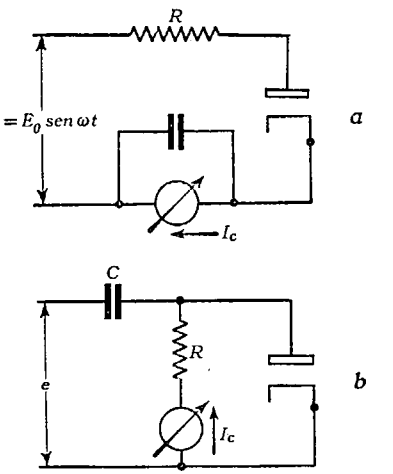


FIG. 63

valor E_0, por causa del efecto de volante que introduce el condensa-

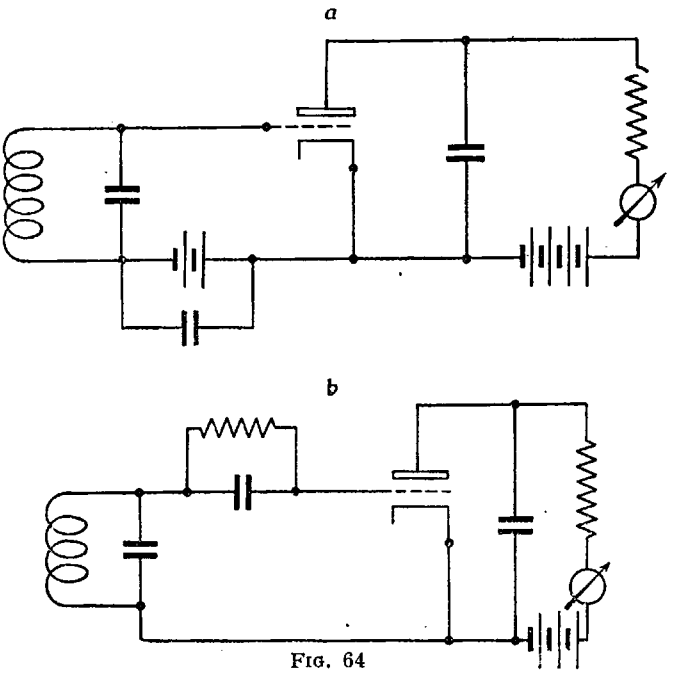


FIG. 64

dor C al descargarse lentamente a través de la elevada resistencia R.

Los voltímetros de válvula triodo (fig. 64 *a* y *b*) se fundan en las propiedades detectoras de la triodo, y, por consiguiente, cabe distinguir dos tipos según que la detección sea por placa (fig. 64 *a*) o por rejilla (fig. 64 *b*).

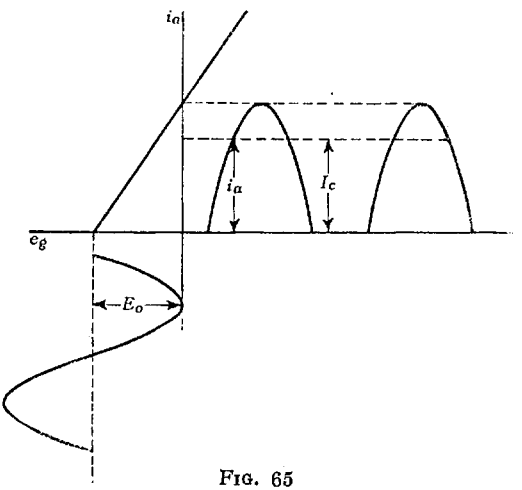


FIG. 65

El principio de funcionamiento de ambos se reduce al de válvula diodo, puesto que, en la detección por placa, la corriente i_a comprende una componente continua I_c, función lineal de E_0 (fig. 65), como en el caso del voltímetro de diodo para tensiones elevadas de excitación,

y en la detección por rejilla (fig. 66) se produce una detección por diodo entre la rejilla y el cátodo, cuya resultante es amplificada por el triodo.

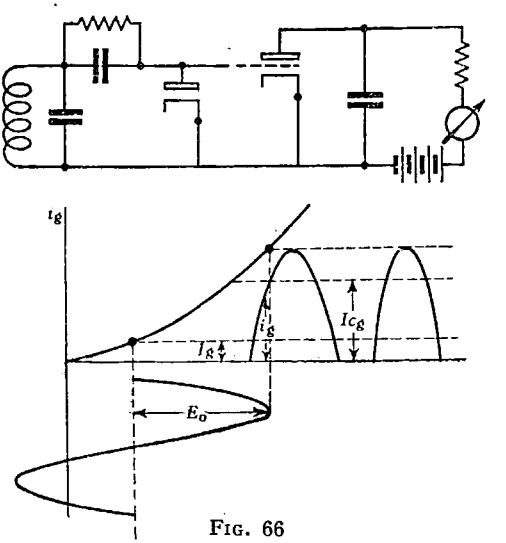


FIG. 66

4. Medida de las componentes de la tensión. La tensión e_{AB} establecida entre dos puntos de un circuito, tiene, en general,

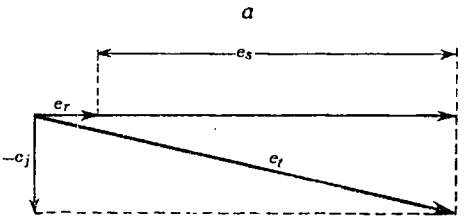
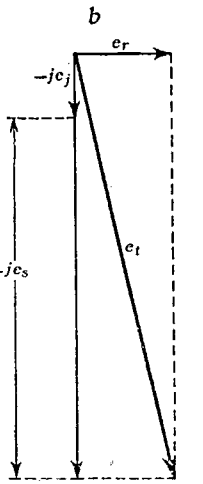


FIG. 67

componentes real e imaginaria, pudiéndose escribir:

$$e_{AB} = e_r + j\,e_j$$

(e_r, componente real, y e_j, componente imaginaria).



Si se considera un voltaje elevado e_s, en comparación con e_r y e_j y en fase con e_r, aplicado en serie (fig. 67 *a*) con e_{AB}, se tiene:

$$e_t = e_s + e_{AB}$$

$$e_t = e_s + e_r + j\,e_j,$$

y como expresión del valor absoluto de e_t,

$$|e_t| = [(e_s + e_r)^2 + e_j^2]^{1/2}.$$

Para e_s, suficientemente grande en comparación con e_j, resulta

$$e_j^2 \ll (e_s + e_r)^2,$$

y, por tanto, la magnitud de e_t es aproximadamente

$$|e_t| = e_s + e_r$$

y

$$e_r = |e_t| - e_s.$$

Por consiguiente, es posible medir la componente real e_r de la tensión desconocida e_{AB} por medio de un dispositivo que permita determinar la diferencia entre $e_t = e_s + e_{AB}$ y la magnitud de la tensión de referencia e_s.

Del mismo modo, si la fase de la tensión de referencia se desplaza exactamente $\pm 90°$ y se aplica en serie con e_{AB} (fig. 67 *b*), se obtiene:

$$e_t = e_{AB} \pm j e_s$$

$$e_t = e_r \pm j (e_j + e_s),$$

y para valor absoluto de e_t,

$$|e_t| = [e_r^2 + (e_j + e_s)^2]^{1/2}.$$

Para e_s, suficientemente grande en comparación con e_r, resulta

$$e_r^2 \ll (e_j + e_s)^2,$$

y, por tanto,

$$|e_t| = e_j + e_s \qquad \text{(II, 1)}$$

y

$$e_j = |e_t| - e_s \qquad \text{(II, 2)}$$

relación que permite medir la componente imaginaria e_j de la tensión desconocida e_{AB}, en función de la diferencia entre e_t y e_s.

5. Medida del coeficiente de inducción mutua. En una red de circuitos simples de características lineales (fig. 68), se define la *impedancia* de un circuito por la impedancia serie del mismo circuito cerrado, cuando todos los demás están abiertos.

En la figura se simbolizan las impedancias de los circuitos *a*, *b*, *c*, *d* por Z_{aa}, Z_{bb}, Z_{cc}, y Z_{dd}, siendo, por ejemplo,

$$Z_{bb} = Z_2 + Z_3 + Z_4 + Z_5.$$

Impedancia de excitación Z_{bb}, de un circuito *b* (fig. 69), es la razón entre la tensión e_{bb} aplicada al circuito, con todos los demás circuitos cerrados y los generadores de éstos sustituídos por sus respectivas impedancias internas, y la corriente i_{bb} que circula por dicho circuito.

Se define como *impedancia de transferencia* Z_{bc}, entre dos circuitos *b* y *c*, la razón entre la tensión e_{cc} aplicada a *c* y la corriente i_{bb} que

circula por *b*, con todos los circuitos restantes de la red cerrados y los generadores de éstos sustituídos por sus impedancias internas.

Al circular una corriente por un circuito de una red (fig. 69), induce en general tensiones en los demás circuitos, definiéndose

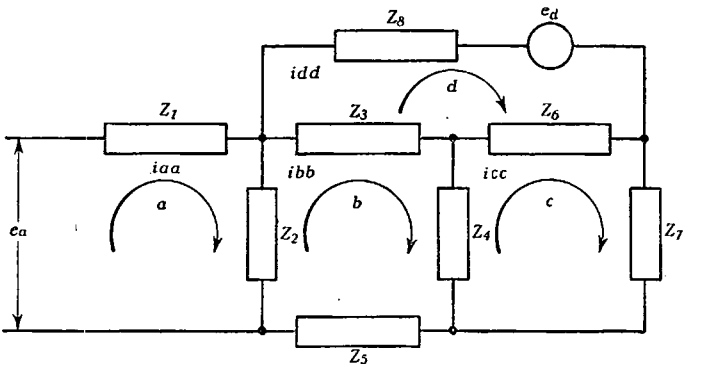


FIG. 68

la *impedancia mutua* entre dos circuitos por la razón entre la tensión inducida en uno de estos dos circuitos y la corriente que circula por el otro, cuando los demás circuitos de la red menos el segundo

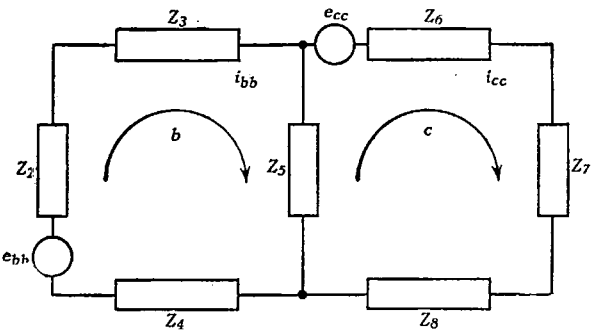


FIG. 69

están abiertos. La tensión inducida es una magnitud compleja, por ejemplo,

$$e_{cc}\,(\text{tensión inducida en el circuito } c) = e_r \pm j\, e_j\,,\ (^1)$$

que dividida por la corriente

$$i_{bb} = i_r \pm j\, i_j$$

(1) Si el circuito *c* incluyera algún generador de f. e. m. e_c, la tensión e_{cc} resultaría de la suma de la tensión inducida por la corriente i_{bb} y la tensión e_c.

que circula por el circuito b, determina la forma compleja de la impedancia mutua entre los circuitos b y c:

$$Z_{bc} = \frac{e_r \pm j\, e_j}{i_r \pm j\, i_j} = R_{bc} \pm j\, X_{bc},$$

En el caso particular de dos circuitos 1 y 2 (fig. 70) acoplados inductivamente, se obtienen como valores de las tensiones inducidas en cada uno de ellos (1):

$$E_1 = -j\,\omega\, M\, I_2$$

$$E_2 = -j\,\omega\, M\, I_1,$$

donde M es el coeficiente de inducción mutua entre los dos circuitos.

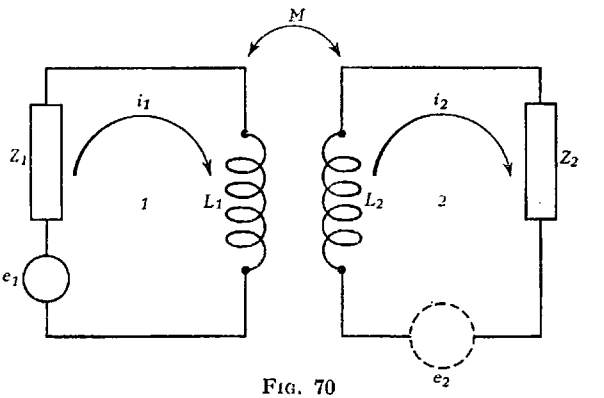


FIG. 70

Por la definición de impedancia mutua se tiene para la última de las ecuaciones anteriores,

$$Z_{12} = \frac{E_2}{I_1} = -j\,\omega\, M.$$

(1) La inducción mutua entre dos circuitos da lugar a las ecuaciones:

$$e_1 = -M\,\frac{d\,i_2}{dt}$$

$$e_2 = -M\,\frac{d\,i_1}{dt};$$

mas como

$$i_1 = I_1\, e^{j\omega t} \quad \text{e} \quad i_2 = I_2\, e^{j\omega t},$$

al derivar resulta:

$$e_1 = -j\,\omega\, M I_2\, e^{j\omega t} \quad ,, \quad e_2 = -j\,\omega\, M I_1\, e^{j\omega t}$$

o bien, puesto que

$$e_1 = E_1\, e^{j\omega t} \quad \text{y} \quad e_2 = E_2\, e^{j\omega t},$$

$$E_1 = -j\,\omega\, M I_2 \quad ,, \quad E_2 = -j\,\omega\, M I_1$$

Se puede determinar el valor de M, directamente, cuando son accesibles los terminales de las dos bobinas acopladas, mediante dos mediciones de coeficientes de autoinducción y una sencilla operación.

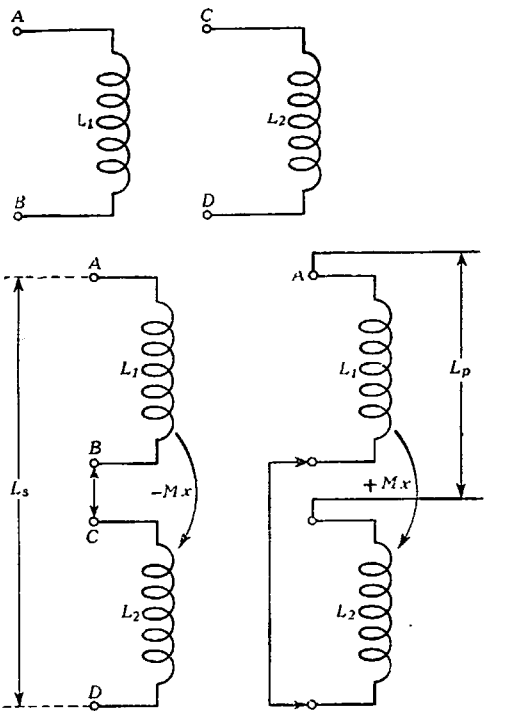


FIG. 71

En efecto, se hace una primera medida, por alguno de los procedimientos descritos en el capítulo anterior, de la L_s de las dos bobinas L_1 y L_2 acopladas, con coeficiente de inducción mutua M_x, y conectadas en serie (fig. 71):

$$L_s = L_1 + L_2 + 2\,M_x, \qquad \text{(II, 3)}$$

y una segunda medición de la L_p de las mismas bobinas conectadas en oposición:

$$L_p = L_1 + L_2 - 2\,M_x. \qquad \text{(II, 4)}$$

Despejando M_x entre (II, 3) y (II, 4) se obtiene

$$M_x = \frac{L_s - L_p}{4}$$

El método de Felici permite medir, con algunas limitaciones, el coeficiente de inducción mutua M_x de dos circuitos acoplados induc-

tivamente, por comparación con el coeficiente de inducción mutua de un patrón. El circuito de medida (fig. 72) consta de un generador de corriente alterna cuya tensión se aplica en serie con los arrollamientos primarios del patrón y del transformador cuya inducción mutua se desea medir. Los secundarios, conectados en oposición, cierran circuito con el detector. El equilibrio del sistema, tensión nula entre las bornas A y B del detector, se establece para

$$M_x = M_p,$$

donde M_p es la inducción mutua del patrón. Con un patrón de inducción mutua variable y graduado en milihenrios, por ejemplo, se puede obtener M_x por lectura directa, para valores de M_x no superiores a $M_{p\ máx.}$ Esta limitación del método de Felici queda eliminada en el método de Taylor, que permite, además, utilizar un patrón fijo de inducción mutua. El circuito (fig. 73) es similar al anterior, y su variante más notable es la intro-

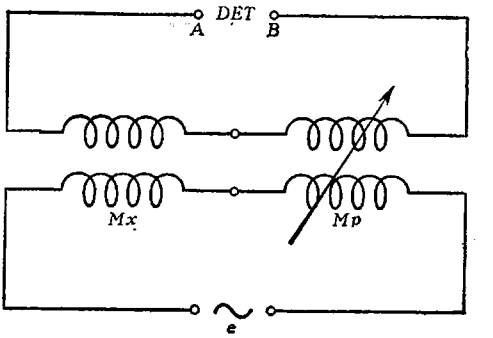


FIG. 72

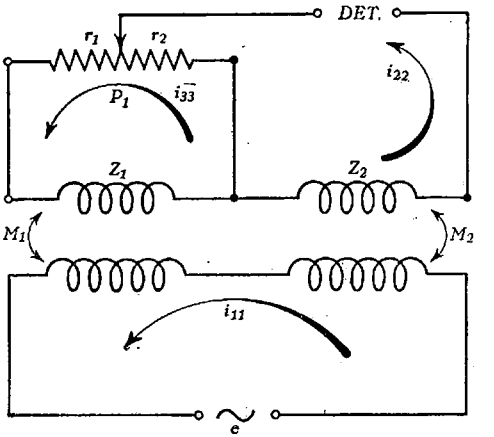


FIG. 73

ducción de un reóstato P_1 graduado en ohmios, conectado en paralelo con el secundario del transformador objeto de la medida.

Las ecuaciones aplicables al circuito de prueba son las siguientes:

$$-j\omega M_2 I_{11} = (r_2 + Z_2 + Z_d) I_{22} - r_2 I_{33} \qquad \text{(II, 5)}$$

$$j\omega M_1 I_{11} = (Z_1 + r_1 + r_2) I_{33} - r_2 I_{22}, \qquad \text{(II, 6)}$$

siendo Z_1 la impedancia del secundario del transformador que se mide, Z_2 la impedancia del secundario del patrón, y Z_d la del detector, y teniendo en cuenta que los secundarios están conectados en oposición.

Para el equilibrio debe hacerse nula la corriente I_{22} que circula por el detector; luego las ecuaciones (II, 5) y (II, 6) se transforman en:

$$-j\,\omega\,M_2\,I_{11} = -r_2\,I_{33}$$
$$j\,\omega\,M_1\,I_{11} = (Z_1 + r_1 + r_2)\,I_{33}.$$

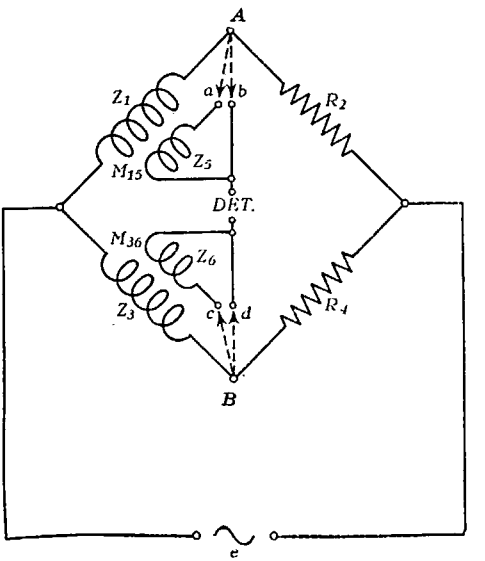


FIG. 74

Operando, queda

$$M_1\,r_2 - M_2\,(Z_1 + r_1 + r_2) = 0. \qquad \text{(II, 7)}$$

mas como $$Z_1 = R_1 + j\,\omega\,L_1,$$

se obtiene, por sustitución en (II, 7),

$$M_1\,r_2 - M_2\,(R_1 + r_1 + r_2) - j\,\omega\,M_2\,L_1 = 0,$$

que exige:

$$M_2\,L_1 = 0 \qquad \text{(II, 8)}$$

$$M_1\,r_2 = M_2\,(R_1 + r_1 + r_2). \qquad \text{(II, 9)}$$

Despejando M_1 en esta última ecuación, se obtiene:

$$M_1 = \frac{(R_1 + r_1 + r_2)}{r_2}\,M_2,$$

o, haciendo $R_1 \ll r_1 + r_2$,

$$M_1 = \frac{r_1 + r_2}{r_2}\,M_2$$

La condición de equilibrio (II, 8) exige que M_2 sea nula, por lo que el equilibrio del sistema no puede ser conseguido en la práctica más que

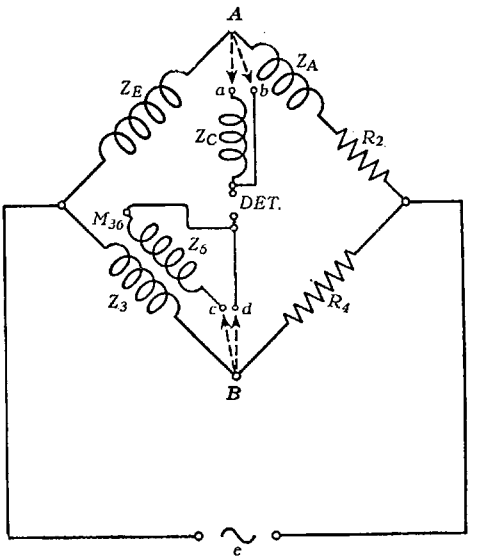


FIG. 75

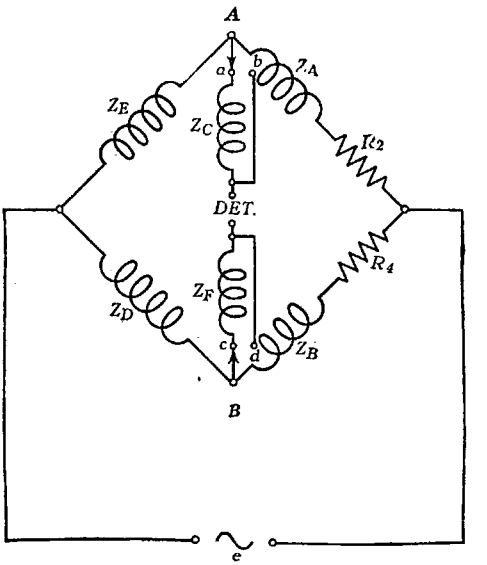


FIG. 76

para valores muy pequeños de la inducción mutua del patrón de medida. El método de Campbell emplea un sistema puente (fig. 74) y elimina todas

las limitaciones impuestas por los procedimientos de Felici y de Taylor. Aplicando a la configuración formada por las impedancias Z_1, Z_5 y su inducción mutua M_{15} la propiedad de equivalencia con la configuración en $\top$ (1), se obtiene el circuito equivalente de la figura 75.

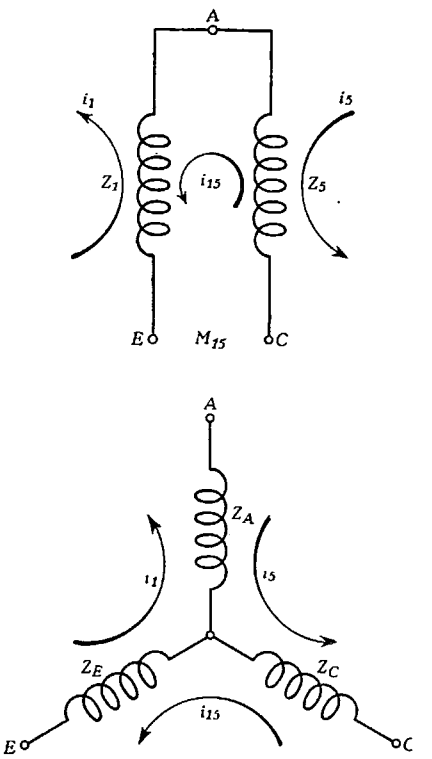


FIG. 77

Por nueva aplicación de la misma propiedad al conjunto formado por Z_3, Z_6 y su inducción mutua M_{36}, resulta, finalmente, el circuito equivalente de la figura 76.

La condición de equilibrio del circuito puente resultante, reducido a cuatro ramas, se obtiene a partir de (I, 4) por

$$Z_E (R_4 + Z_B) = (R_2 + Z_A) Z_D \qquad \text{(II, 10)}$$

donde, por la propiedad de equivalencia aplicada:

$$Z_E = Z_1 + j\,\omega\, M_{15}$$
$$Z_D = Z_3 - j\,\omega\, M_{36}$$
$$Z_A = -j\,\omega\, M_{15}$$
$$Z_B = \quad j\,\omega\, M_{36}$$

valores que, sustituídos en (II, 10), dan

$$(Z_1 + j\omega M_{15})(R_4 + j\omega M_{36}) = (R_2 - j\omega M_{15})(Z_3 - j\omega M_{36}),$$

(1) Los dos arrollamientos de impedancias Z_1 y Z_5 e impedancia mutua $M = j\,\omega\, M_{15}$, terminados (fig. 77) en las tres bornas A, E y C, pueden ser sustituídos por el conjunto en $\top$ equivalente, formado por los tres arrollamientos Z_A, Z_E y Z_C no acoplados inductivamente entre ellos.

En efecto, para la primera configuración, se tiene:

$$e_5 = Z_5 (i_5 - i_{15}) + j\,\omega\, M_{15} (i_1 - i_{15}) \qquad \text{(A)}$$

$$e_1 = Z_1 (i_1 - i_{15}) + j\,\omega\, M_{15} (i_5 - i_{15}), \qquad \text{(B)}$$

y para la segunda:

$$e_5 = (Z_A + Z_C)\, i_5 - Z_C\, i_{15} - Z_A\, i_1 \qquad \text{(C)}$$

$$e_1 = (Z_A + Z_E)\, i_1 - Z_E\, i_{15} - Z_A\, i_5, \qquad \text{(D)}$$

y comparando los coeficientes, se obtienen los valores de la configuración equivalente Z_A, Z_E y Z_C en función de Z_1, Z_5 y M_{15}:

$$Z_A = -j\,\omega\, M_{15}$$
$$Z_C = Z_5 + j\,\omega\, M_{15}$$
$$Z_E = Z_1 + j\,\omega\, M_{15}.$$

que, después de operar y separar las partes reales e imaginarias, se transforman en:

$$Z_1 R_4 = Z_3 R_2 \qquad \text{(II, 11)}$$

$$M_{15}(R_4 + Z_3) = -M_{36}(R_2 + Z_1). \qquad \text{(II, 12)}$$

La ecuación (II, 11) da lugar, teniendo en cuenta que

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 \quad \text{y} \quad Z_3 = R_3 + j\omega L_3,$$

a las dos condiciones de equilibrio

$$\frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{L_3}{L_1}$$

que se establecen situando los conmutadores en las posiciones *Ab* y *Bd* respectivamente.

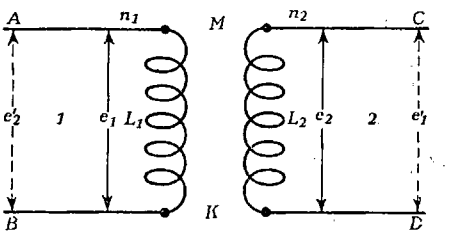


FIG. 78

De la ecuación (II, 12) se obtienen las siguientes:

$$-\frac{M_{15}}{M_{36}} = \frac{R_2 + R_1 + j\omega L_1}{R_4 + R_3 + j\omega L_3}$$

y teniendo en cuenta (II, 11), resulta finalmente

$$-\frac{M_{15}}{M_{36}} = \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} = \frac{L_1}{L_3} = \frac{R_2}{R_4}$$

que permite determinar el valor de la inducción mutua M_{15} en función de M_{36} y de las resistencias R_2 y R_4:

$$M_{15} = -\frac{R_2}{R_4} \cdot M_{36},$$

en la cual expresión el signo negativo proviene de haber tomado los secundarios de las ramas 1 y 3 del puente en oposición.

6. Medida de la relación de transformación. Se llama relación de transformación en vacío de los circuitos 1 y 2 acoplados inductiva-

mente (fig. 78) a la razón entre el número de espiras del primario n_1 y el número de espiras del secundario n_2,

$$n = \frac{n_1}{n_2}$$

Para determinar n se aplica entre los terminales A y B del circuito 1 una tensión conocida e_1 y se mide la tensión e_2 que se establece por

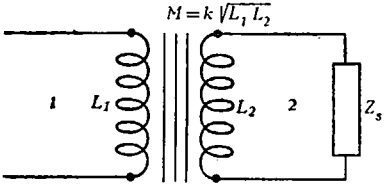


FIG. 79

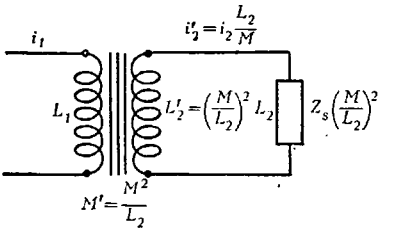


FIG. 80

inducción entre C y D en circuito abierto. Seguidamente se aplica otra tensión e'_1 de valor conocido entre C y D y se mide la tensión e'_2 que aparece entre A y B en circuito abierto. Con los cuatro valores de tensión e_1, e'_1, e_2 y e'_2 se establecen las relaciones

$$\frac{e_1}{e_2} = k\,n \qquad \text{y} \qquad \frac{e'_2}{e'_1} = \frac{n}{k}$$

(k = factor de acoplamiento)

de donde

$$n = \sqrt{\frac{e_1\, e'_2}{e'_1\, e_2}}$$

También puede determinarse n en función de la inducción mutua M de los dos circuitos y de la autoinducción de uno de ellos por la fórmula:

$$n = \frac{M}{k\,L_2} = \frac{k\,L_1}{M}$$

que se obtiene recordando que

$$n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

7. Medida de la autoinducción de dispersión. Para los circuitos 1 y 2 acoplados inductivamente (fig. 79) se verifica

$$M = k\sqrt{L_1\, L_2}$$

donde M es el coeficiente de inducción mutua y k el factor de acoplamiento entre ambos circuitos.

Si se multiplica L_2 por el factor $p^2 = \frac{M^2}{L_2^2}$, se tiene (1)

$$M' = k\sqrt{L_1 \frac{M^2}{L_2^2} \cdot L_2} = p\,M = \frac{M^2}{L_2}$$

coeficiente de inducción mutua del circuito equivalente de la figura 80, de igual corriente primaria que el anterior y de corriente secundaria

$$i'_2 = \frac{i_2}{\frac{M}{L_2}} = \frac{i_2\,L_2}{M}$$

(1) Para el circuito de la figura 81 se tiene en general:

$$Z_{11'} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22}}$$

$$Z_{12'} = \frac{Z_{11}\,Z_{22} - Z_{12}^2}{-\,Z_{12}}$$

y sustituyendo en estas expresiones Z_{12} por $p \cdot Z_{12}$ y Z_{22} por $p^2 \cdot Z_{22}$, resulta:

$$Z'_{11'} = Z_{11'};$$

es decir, que la impedancia de excitación permanece invariable.

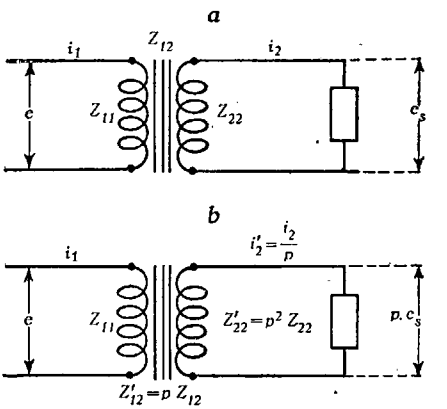


FIG. 81

También

$$Z'_{12'} = \frac{p^2\,Z_{11}\,Z_{22} - p^2\,Z_{12}^2}{-\,p\,Z_{12}} = p \cdot Z_{12'}$$

luego la impedancia de transferencia queda multiplicada por p, y, por consiguiente,

$$i_1 = i'_1 = \frac{e}{Z_{11'}}$$

e igualmente,

$$\frac{i_2}{p} = i'_2 = \frac{e}{Z_{12'}} \cdot \frac{1}{p} = \frac{e}{Z'_{12'}}$$

El circuito T de la figura 82 *a* es equivalente al anterior, y si se establece (1)

$$L_d = L_1 - \frac{M^2}{L_2} \qquad L_m = \frac{M^2}{L_2} \qquad L_n = \frac{M^2}{L_2} - \frac{M^2}{L_2} = 0,$$

resulta el circuito equivalente de la figura 82 *b*.

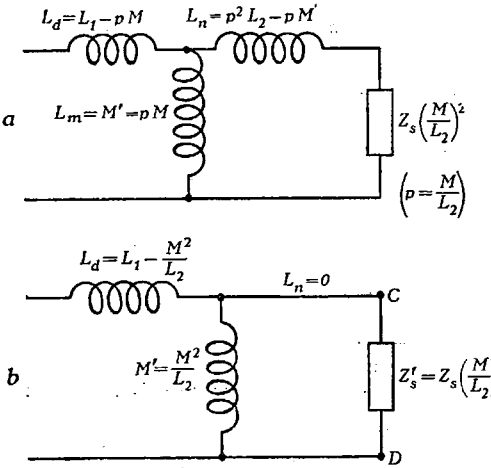


FIG. 82

El valor que se obtiene para $L_d = L_1 (1 - k^2)$ define la *autoinducción de dispersión total* de los circuitos 1 y 2 dados.

Se mide L_d por determinación de la autoinducción entre los puntos A y B (fig. 83) para C y D en corto circuito.

Se comprueba que esta medida efectuada entre los terminales de entrada de la fig. 82 *b*, con C y D en corto circuito, conduce al mismo resultado. En efecto, por estar el secundario en corto circuito, la impedancia reflejada en el primario es

$$-j\,\frac{\omega M^2}{L_2}$$

y la impedancia primaria resultante, que es la que se mide entre A y B, está expresada por

$$j\,\omega L_1 - j\,\omega\,\frac{M^2}{L_2}$$

o bien, tomando M en función de k, resulta para el valor de la inducción primaria resultante,

$$L_d = L_1 (1 - k^2).$$

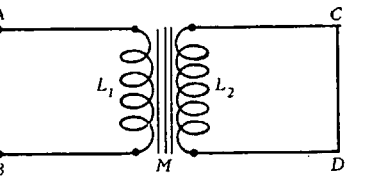


FIG. 83

8. Característica de respuesta de un transformador de audiofrecuencia. Si entre los terminales A y B del primario de un transformador de audiofrecuencia, en este caso particular acoplado a una impedancia de carga baja (2) (fig. 84 *a*), se aplica una tensión alterna e_1 de amplitud constante, se obtiene entre los terminales C y D del secundario una tensión e_2 que varía de amplitud con la frecuencia de e_1.

(1) La nota de la página 82 trata la reducción de un acoplamiento de impedancia mutua conocida a un circuito T equivalente sin impedancia mutua.

(2) Un estudio más completo se desarrolla en el capítulo IV, al tratar de la distorsión.

Esta tensión e_2 es la «respuesta» del transformador para la tensión de entrada e_1, y la serie de valores que adquiere e_2 al variar la frecuencia de e_1 dentro de los límites del espectro de audiofrecuencia, representados gráficamente por medio de una curva referida a frecuencias de ensayo y tensiones de respuesta para una determinada tensión de entrada, constituye la característica de respuesta del transformador.

El circuito equivalente del transformador citado (1) es el de la figura 84 *c*, representándose en *d*) el circuito simplificado para las frecuencias medias del espectro de audiofrecuencia; en *e*) el circuito simplificado para audiofrecuencias bajas, y en *f*) para audiofrecuencias elevadas. La razón de

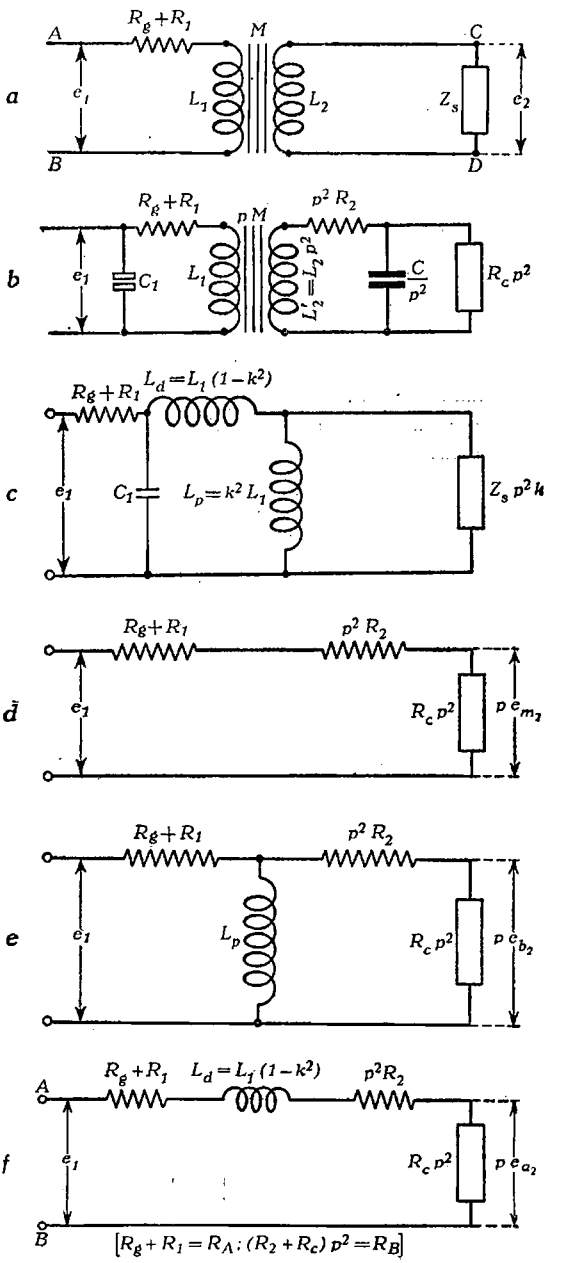


FIG. 84

(1) Multiplicando M (fig. 84 *a*) por $p = nk$ y $Z_s = R_2 + \frac{R_c(-jX_c)}{R_c - jX_c}$ y L_2 por p^2, resulta el circuito equivalente de igual corriente primaria (fig. 84 *b*), el cual se reduce al circuito de la figura 84 *c*, por aplicación de la propiedad de equivalencia de configuraciones (véase nota de la página 82), para el que se verifica:

$L_d = L_1 - pM = (1-k^2)L_1$

$L_p = pM = k^2 L_1$

$L_n = \frac{M^2}{L_2} - \frac{M^2}{L_2} = 0.$

estas simplificaciones es que, para audiofrecuencias medias, tanto $\omega_m L_p$, por ser de valor elevado y estar conectada en paralelo con R_B, como $\omega_m L_d$, por ser de pequeño valor y estar intercalada en serie, pueden suprimirse, quedando solamente en circuito las resistencias R_A y R_B. Para audiofrecuencias bajas $\omega_b L_d$ es también de valor despreciable en comparación con R_B; pero no lo es $\omega_b L_p$, cuyo valor disminuye y debe ser tenido en cuenta, por estar conectada en paralelo con R_B. Finalmente, para audiofrecuencias altas $\omega_a L_p$, de valor muy grande en comparación con R_B, se puede despreciar, debiendo en cambio, contarse, con $\omega_a L_d$, en este caso, de valor elevado.

Las capacidades C_1 y $\frac{C\varphi}{p^2}$ que corresponden a las capacidades distribuídas del primario y secundario del transformador, ya reducidas al circuito equivalente (1) pueden ser despreciadas a causa de las bajas impedancias que quedan en derivación con ellas; R_g es la resistencia interna del generador, R_1 la resistencia del arrollamiento primario L_1, y R_2 la resistencia del arrollamiento secundario L_2.

Para los circuitos simplificados d), e) y f) se verifica:

d) Relación $\frac{e_2}{e_1}$ para frecuencias medias:

$$e_{m2}\, p = \frac{e_1\, p^2\, R_c}{R_A + R_B} \qquad \text{(II, 13)}$$

$$\frac{e_{m2}}{e_1} = p\, \frac{R_c}{R_A + R_B} \qquad \text{(II, 14)}$$

$$[R_g + R_1 = R_A; \quad (R_2 + R_c)\, p^2 = R_B].$$

e) Relación $\frac{e_2}{e_1}$ para frecuencias bajas:

$$e_{b2}\, p = \frac{e_1\, p^2\, R_c}{R_A + R_B} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_A \,//\, R_B}{X_p}\right)^2}} =$$

$$= e_{m2}\, p \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_A \,//\, R_B}{X_p}\right)^2}} \qquad \text{(II, 15)}$$

$$\left(R_A \,//\, R_B = \frac{R_A\, R_B}{R_A + R_B} \right)$$

(1) Para obtener el circuito equivalente se han debido multiplicar las reactancias del secundario por p^2, y, por consiguiente, para la reactancia capacitiva de C_2 se tiene

$$|X_{C_2}| \cdot p^2 = \frac{1}{\frac{\omega\, C_2}{p^2}}$$

que equivale a la reactancia de un condensador de capacidad $\frac{C_2}{p^2}$.

En efecto,

$$e_{b2}\,p = \frac{\dfrac{e_1}{R_A + \dfrac{R_B\,X_p}{R_B + X_p}} \cdot \dfrac{R_B \cdot X_p}{R_B + X_p}}{R_B} \cdot R_c\,p^2$$

o bien,

$$e_{b2}\,p = e_1\,R_c\,p^2\,\frac{X_p}{\left(R_A + \dfrac{R_B \cdot X_p}{R_B + X_p}\right)(R_B + X_p)} =$$

$$= e_1\,R_c\,p^2\,\frac{X_p}{R_A\,R_B + R_A\,X_p + X_p\,R_B\left(\dfrac{X_p}{X_p + R_B} + \dfrac{R_B}{X_p + R_B}\right)} =$$

$$= e_1\,R_c\,p^2\,\frac{X_p}{R_A\,R_B + R_A\,X_p + X_p\,R_B}$$

y multiplicando y dividiendo el denominador por $R_A + R_B$, resulta:

$$e_{b2}\,p = \frac{e_1\,R_c\,p^2}{R_A + R_B} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{R_A \,//\, R_B}{X_p}}$$

o también, tomando valores absolutos,

$$e_{b2}\,p = \frac{e_1\,R_c\,p^2}{R_A + R_B} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{R_A \,//\, R_B}{X_p}\right)^2}}$$

de donde,

$$\frac{e_{b2}}{e_1} = p\,\frac{R_c}{R_A + R_B} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{R_A \,//\, R_B}{X_p}\right)^2}} \qquad \text{(II, 16)}$$

que equivale a (II, 15).

f) Relación $\dfrac{e_2}{e_1}$ para frecuencias altas:

$$e_{a2}\,p = \frac{e_1\,R_c\,p^2}{R_A + R_B} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{X_d}{R_A + R_B}\right)^2}}$$

ya que

$$e_{a2}\,p = \frac{e_1\,R_c\,p^2}{R_A + R_B + X_d}$$

es decir,

$$e_{a2}' p = \frac{e_1 R_c p^2}{R_A + R_B} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{X_d}{R_A + R_B}}$$

Tomando valores absolutos se tiene:

$$e_{a2} p = \frac{e_1 R_c p^2}{R_A + R_B} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{X_d}{R_A + R_B}\right)^2}} =$$

$$= e_{m2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{X_d}{R_A + R_B}\right)^2}} \qquad \text{(II, 17)}$$

De las expresiones (II, 15) y (II, 17) se deduce que para

$$X_p = \frac{R_A \cdot R_B}{R_A + R_B} \qquad \text{(II, 18)}$$

$$e_{b2} = e_{m2} \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}7\ e_{m2}$$

y, para

$$X_d = R_A + R_B \qquad \text{(II, 19)}$$

$$e_{a2} = e_{m2} \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}7\ e_{m2},$$

fórmulas que permiten determinar las frecuencias de corte que limitan la zona de la curva característica que comprende respuestas entre 0 y —3 dB respecto de la tensión e_{m2}, ya que

$$20 \log \frac{e_2}{e_{m2}} = 20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} = -3 \text{ dB},$$

obteniéndose de (II, 18) y (II, 19),

$$f_b = R_A // R_B \frac{1}{2\pi L_p}$$

y

$$f_a = (R_A + R_B) \frac{1}{2\pi L_d}$$

(f_b = frecuencia inferior de corte; f_a = frecuencia superior de corte) [1].

Estas expresiones muestran que cuanto más grande sea el valor de

$$L_p = k^2 L_1$$

tanto más baja será la frecuencia de corte f_b, y que a menores valores

[1] La significación de estos términos se detalla en el Capítulo IV, al estudiar la distorsión lineal.

de L_d corresponderán valores más elevados de la frecuencia de corte f_a, ampliándose la zona de 0 a —3 dB de la curva característica de respuesta, con lo que se consigue un aplanamiento de la curva, acercándola a la curva de respuesta ideal que es totalmente plana y de valores constantes de tensión e_{m2} dados por (II, 14):

$$e_{m2} = e_1 \frac{p\, R_c}{R_A + R_B}$$

La curva ideal de respuesta exige para (II, 16) y (II, 17) la condición

$$e_2 = e_{m2}$$

o sea $$\frac{R_A \,//\, R_B}{X_p} = 0 \qquad \text{y} \qquad \frac{X_d}{R_A + R_B} = 0,$$

condiciones que se cumplen en el caso teórico de un transformador ideal con X_p infinita y X_d nula, obteniéndose una mayor aproximación a esta característica si se hace X_p lo más elevada posible y X_d mínima.

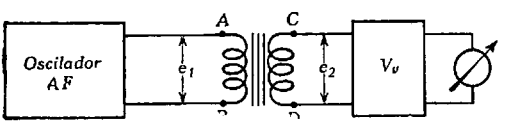


FIG. 85

Para trazar la curva característica se debe disponer de un generador de audiofrecuencia que cubra el espectro de audiofrecuencia y mantenga constante su tensión de salida e_1 en todas las frecuencias, y un voltímetro de válvula V_v.

Para efectuar la medida se aplica la tensión de salida e_1 del generador de audiofrecuencia a los terminales A y B (fig. 85) del transformador en ensayo, y entre los terminales C y D se deriva el voltímetro de válvula V_v.

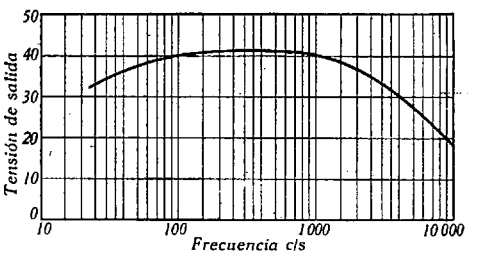


FIG. 86

Con esta disposición se varía la frecuencia del generador, recorriendo el margen de audiofrecuencia, y para cada frecuencia se anota la tensión e_2 obtenida entre C y D y registrada por el voltímetro.

Para representar gráficamente la característica de respuesta del transformador, se toman sobre el eje de abscisas (fig. 86) las frecuencias sucesivamente ensayadas y sobre el de ordenadas los correspondientes valores de tensión e_2 obtenidos, resultando determinada la característica por los puntos dados por las intersecciones de las ordenadas y abscisas correspondientes a cada lectura de frecuencia y tensión.

9. Puente de radiofrecuencia para medida de impedancias. Consta de tres unidades independientes (fig. 55), totalmente apantalladas para evitar cualquier acoplamiento parásito entre ellas: un oscilador de radiofrecuencia cuyo margen de frecuencias se extiende desde 100 kc/s hasta 20 Mc/s; el puente de medida propiamente dicho y un detector muy sensible como indicador del equilibrio del puente.

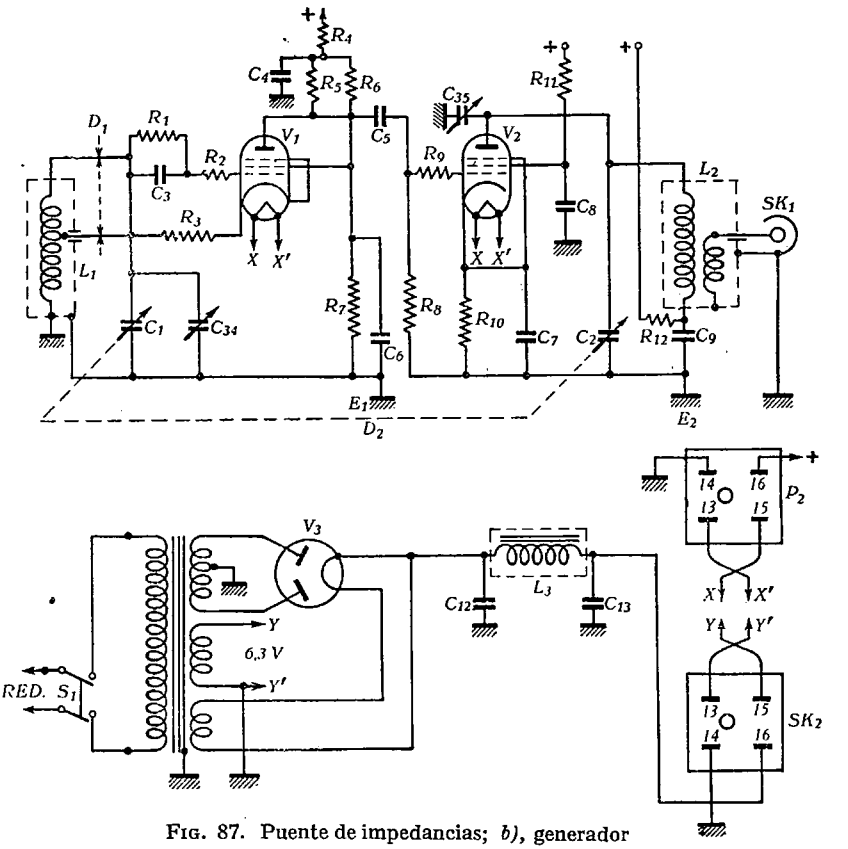


FIG. 87. Puente de impedancias; *b)*, generador

La unidad osciladora está formada por una etapa generadora de radiofrecuencia montada en circuito Hartley (fig. 87), sintonizada por medio del condensador C_1 y seguida de una etapa amplificadora-separadora con circuito de placa sintonizable mediante el condensador C_2 que se gobierna con el mismo mando del condensador C_1.

Esta unidad posee su propia fuente de alimentación constituída por un rectificador de onda completa, enchufable a la red de corriente alterna de 220 voltios y 40 a 100 p. p. s.

La conexión del oscilador al circuito puente se establece por medio de un cable apantallado terminado en clavijas.

La unidad detectora (fig. 88) consta de un circuito sintonizado de entrada formado por L_4 y C_{14}, con el trimmer C_{37} en paralelo, formando parte del circuito de la rejilla de mando de la válvula mezcladora V_4. La placa P' y la rejilla osciladora G_0 constituyen, con el cátodo K y los circuitos que se establecen a través de estos electrodos, un oscilador local de radiofrecuencia, que se sintoniza con el conden-

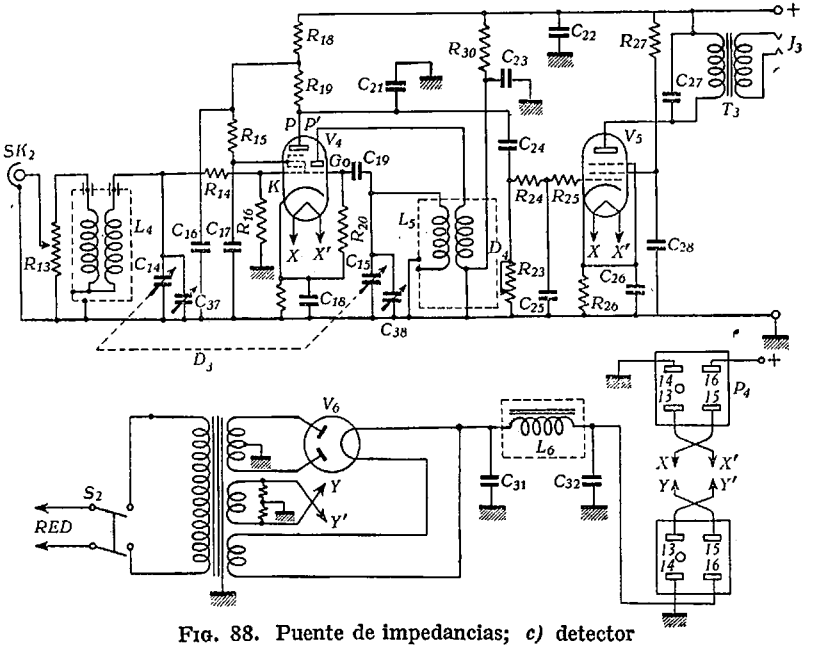


FIG. 88. Puente de impedancias; *c)* detector

sador C_{15}, en paralelo con el trimmer de ajuste C_{38}. La onda resultante de la mezcla de la señal de radiofrecuencia de entrada y de la generada por el oscilador local, se aplica a la etapa amplificadora de audiofrecuencia y a través del transformador de salida al «jack» J_3 de los teléfonos.

La fuente de alimentación de esta unidad, independiente de la del oscilador de radiofrecuencia, está formada asimismo por un rectificador de onda completa enchufable a la red de corriente alterna de 220 voltios y 40 a 100 p. p. s.

La disposición del circuito puente (fig. 89) es la siguiente: los terminales A y B del primario del transformador de entrada T-1 están conectados al resorte y masa del «jack» J_1, y las bornas C-D y C'-D' de los secundarios de T-1, a los vértices a-b y a'-b' del puente, de tal modo que las tensiones aplicadas a las ramas 1-2 y 3-4 del mismo sean iguales. De los vértices c y d del puente a las bornas E y F del primario del transformador de salida T-2 se establecen conexiones protegidas contra todo acoplamiento parásito. Las resistencias R_1, R_2, R_3 y R_4 que

forman las ramas del puente son iguales, es decir, cumplen permanentemente la condición de equilibrio y, por consiguiente, no afectan a las variaciones de la diferencia de potencial entre los puntos *d* y *c*. Entre

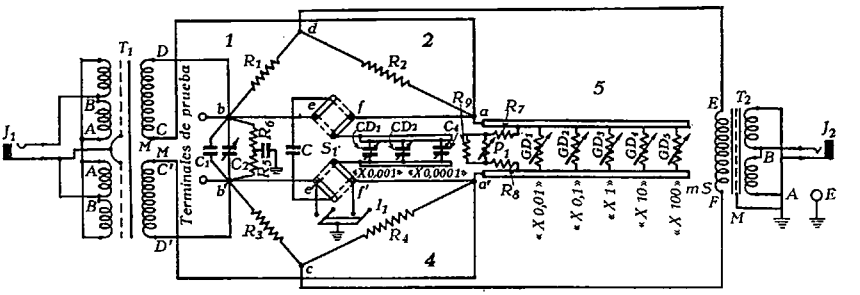


FIG. 89. Puente de impedancias; *a)*, puente de radiofrecuencia

las bornas *a*-*a'* se intercala la rama 5 de resistencia variable, formada por cinco reóstatos que llevan las indicaciones «×0,01», «×0,1», «×1», «×10» y «×100» mS (1), cada uno de los cuales tiene diez posiciones

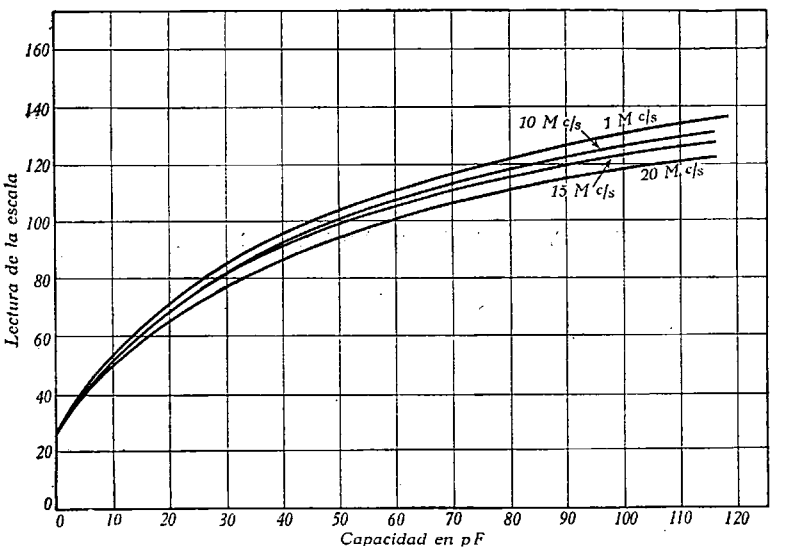


FIG. 90. Graduación del condensador variable C_A

marcadas con los números 1, 2, 3, ... y 10. La conductancia total G_T intercalada entre las bornas *a* y *a'*, se obtiene sumando las conductancias parciales G_1, G_2, G_3, G_4 y G_5 de los cinco reóstatos GD_1 a GD_5.

(1) Milisiemen, unidad de conductancia equivalente a $^1/_{1000}$ mhos.

El valor de cada una de las conductancias parciales está determinado por el producto del número de la posición de cada reóstato, por el factor de multiplicación correspondiente al mismo. En paralelo con estos reóstatos graduados se encuentra el conjunto formado por las resistencias fijas R_7 y R_8 en serie con R_9. Esta resistencia R_9 se monta en paralelo con un reóstato P_1, no graduado, que permite ajustar el conjunto para equilibrar la serie de resistencias R_5 y R_6 conectadas entre las bornas *b-b'*.

Entre *e-e'* o *f-f'*, según la posición del conmutador bipolar S_1, se intercalan los condensadores regulables CD_1 y CD_2 que llevan las indi-

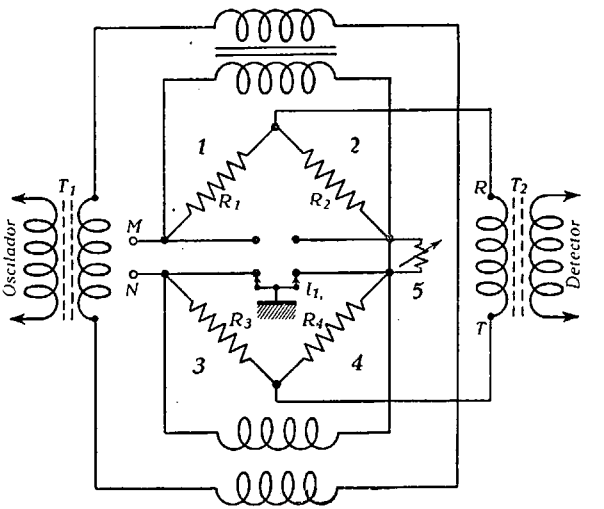


FIG. 91

caciones «×0,001» y «×0,0001» μF, conectados en paralelo, y cuyos valores de capacidad pueden ser variados gradualmente según las posiciones marcadas con los números 1, 2, 3, ... y 10. La capacidad total C_T intercalada entre las bornas *e-e'* o *f-f'*, se obtiene sumando las capacidades parciales C_1 y C_2 de los condensadores CD_1 y CD_2. El valor de cada una de las capacidades parciales se determina, al igual que para las conductancias, por el producto del número que indica la posición de cada condensador por el factor de multiplicación correspondiente al mismo. En paralelo con CD_1 y CD_2 está montado el condensador variable C_4 de 110 $\mu\mu$F de capacidad máxima, y, por tanto, a la capacidad C_T deberá sumarse la de C_4, dada, para cada una de sus posiciones, por la curva representada en la figura 90.

La rama 6 del puente está formada por la impedancia Z_x, objeto de la medida, que se conecta entre las bornas de prueba *b* y *b'*.

El interruptor bipolar I_1 pone en corto circuito las ramas 3 y 4 del puente y lo convierte en un puente de Wheatstone (fig. 91), utilizable para la medida de resistencias en radiofrecuencia.

Para proceder a la medida, se aplica la señal de radiofrecuencia generada por el oscilador al «jack» J_1 por medio de una línea concéntrica terminada en clavijas, e, igualmente, la salida del circuito de medida, «jack» J_2, se conecta a la entrada del detector. Se selecciona por medio del mando D_1 el margen de frecuencia, y girando el D_2 se ajusta el oscilador exactamente a la frecuencia requerida para la medida. Mediante el mando D_3 se sintoniza el detector a esta misma frecuencia y, regulando D_4, se aumenta la sensibilidad hasta obtener en los teléfonos una nota perfectamente audible. Antes de realizar una medida se debe verificar el equilibrio del puente sin conectar Z_x entre los terminales de prueba. Para ello, situando S_1 en la posición que deba tener en la medida a realizar y los mandos de los reóstatos y condensadores GD_1 a GD_5 y CD_1 y CD_2 en las posiciones de mínima conductancia y mínima capacidad, se reajusta el trimmer C_2 y el reóstato P_1 hasta obtener el equilibrio, lo que se comprueba por una pronunciada disminución de la intensidad de la nota de audiofrecuencia registrada por los teléfonos.

La posición del conmutador S_1 está condicionada por Z_x. En efecto, si la impedancia que se desea medir Z_x posee reactancia inductiva, S_1 debe conectar los condensadores patrones CD_1, CD_2, C_4 a las bornas *e-e'*, y si posee reactancia capacitiva, a las bornas *f-f'*, lo que se comprobará inmediatamente al establecer las condiciones de equilibrio del puente.

Realizado el equilibrio previo del puente en la forma descrita, se conecta la impedancia Z_x entre las bornas de prueba *b-b'*, evitando conductores largos para la conexión. Se incrementan los valores de conductancia y capacidad de los patrones hasta restablecer nuevamente el equilibrio del puente, verificándose para S_1 en *f-f'*,

$$Y_x = G_T + j\,\omega\,C_T$$

y para S_1 en *e-e'*,

$$Y'_x = G_T - j\,\omega\,C_T \quad (1),$$

siendo expresadas G_T y $\omega\,C_T$ en milisiemens.

Si se toman valores absolutos, se tiene, para S_1 en *f-f'*,

$$Y_x = \sqrt{G_T^2 + (\omega\,C_T)^2} \quad \Big| \quad \text{arc tg}\left(\frac{\omega\,C_T}{G_T}\right)$$

y para S_1 en *e-e'*,

$$Y'_x = \sqrt{G_T^2 + (\omega\,C_T)^2} \quad \Big| \quad \text{arc tg}\left(\frac{-\omega\,C_T}{G_T}\right)$$

(1) El valor de G_T que proporciona el puente es el de la conductancia en paralelo con la bobina o con el condensador objeto de medida, obteniéndose la conductancia serie por la fórmula

$$G_{serie} = \frac{\omega^2\,C_T^2}{G_T}$$

donde G_T y C_T son los valores totales de conductancia en milisiemens y de capacidad en μF, y $\omega = 2\pi f$ la pulsación de la onda de radiofrecuencia con f expresada en kilociclos por segundo, leídos en los cuadrantes de GD_1-GD_5, CD_1 y CD_2, en la curva de la figura 24, que da los valores de C_4, y sobre el mando D_2 del oscilador.

10. Generador de audiofrecuencia. Fundándose en el fenómeno de las pulsaciones (véase Cap. III), se han diseñado osciladores de audiofrecuencia, que la generan por batido de dos señales de radiofrecuencia.

El oscilador de radiofrecuencia (figura 92), gobernado por cristal, engendra una frecuencia fija de 100 kc/s, y un segundo oscilador, una frecuencia variable dentro del margen comprendido entre 100 y 250 kc/s, que aplicadas a la entrada del detector hete-

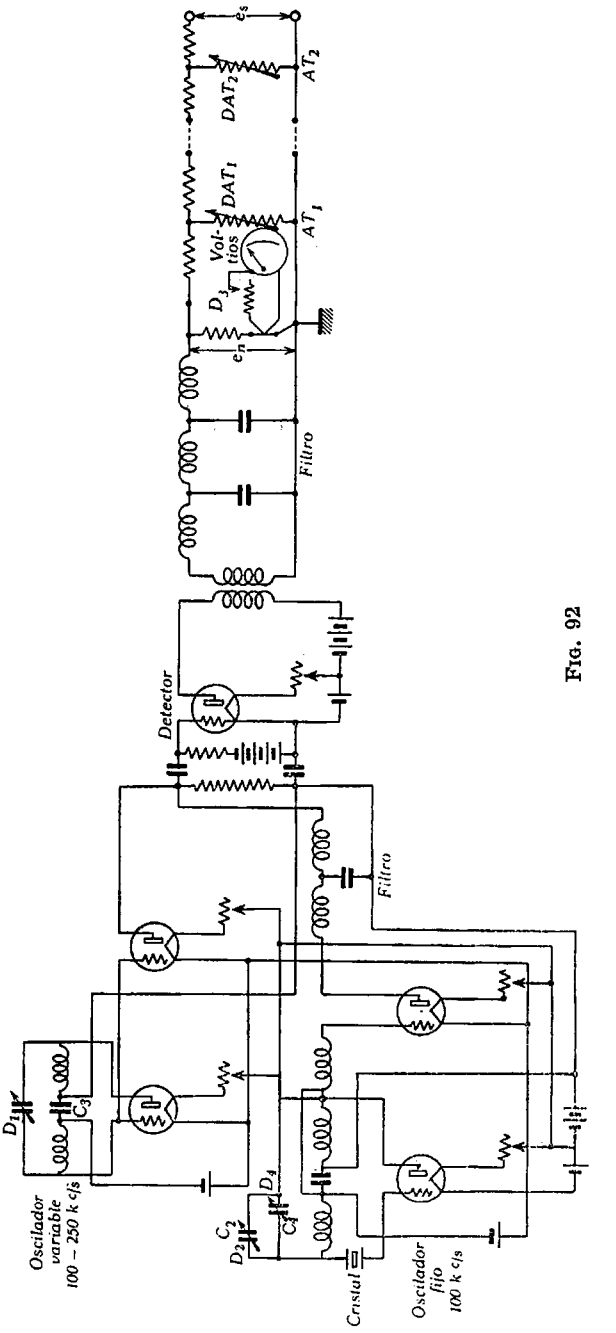


FIG. 92

rodino producen una frecuencia de batido variable entre los límites 0 y 150 kc/s.

El mando D_1 del oscilador variable está graduado directamente en valores de la frecuencia de batido que se obtiene a la salida del detector heterodino, expresados en ciclos por segundo.

La tensión de audiofrecuencia desarrollada a la salida del detector se aplica a un voltímetro térmico que registra el voltaje aplicado a la entrada del atenuador formado por dos secciones AT_1 y AT_2. El cuadrante del mando D_{AT_1}, que regula la sección AT_1, está dividido en diez partes, y el mando D_{AT_2} puede ocupar seis posiciones marcadas «×1», «×10», «×100» μV y «×1», «×10» y «×100» mV. La tensión de salida e_s que se obtiene con una indicación e_n voltios del voltímetro, con D_{AT_1} en la posición de lectura l_k, para cada una de las seis posiciones de D_{AT_2}, se expresa por

$$e_s = e_n \times l_k \times m,$$

siendo m el factor de multiplicación indicado por el mando D_{AT_2}.

En paralelo con el condensador de sintonía C_2 del oscilador fijo está conectado un pequeño condensador variable C_4 que regula ligeramente la sintonía y se emplea para el ajuste del 0 de frecuencia del oscilador. Para ajustar el aparato, se lleva el mando principal D_1 a la mitad de la escala, obteniéndose en el voltímetro una desviación de la aguja hasta los $^2/_3$ de la escala, por regulación del mando de sensibilidad D_3. Se gira D_1 hasta la división 0 y se retoca D_4, mando que gobierna C_4 (ajuste del 0) hasta que la aguja del voltímetro vuelva al 0 de la escala. En estas condiciones, las frecuencias de batido generadas por el oscilador coinciden con las indicaciones del mando D_1.

11. Voltímetro de válvula. Para medidas de tensiones continuas y alternas de alta y baja frecuencia, se emplea generalmente un tipo de voltímetro electrónico de baja admitancia de entrada (fig. 93) que puede estar constituído por dos etapas: un diodo rectificador seguido por un triodo amplificador que se carga con un microamperímetro de corriente continua graduado directamente en valores de voltaje eficaz.

En corriente continua queda fuera de circuito el diodo rectificador, aplicándose la tensión a medir directamente a la rejilla de la válvula triodo. En cambio, las tensiones alternas se aplican al diodo y, después de rectificadas, excitan la rejilla de la válvula tríodo. Además, cuando las tensiones alternas que se deseen medir sean de alta frecuencia (superiores a 10 kc/s), el diodo rectificador deberá ser situado lo más próximo posible a la fuente de tensión que se mide, con el fin de acortar las conexiones entre ésta y el aparato de medida, para lo cual el aparato está dispuesto de modo que el diodo rectificador pueda ser retirado de la caja y llevado al punto que se precise, sin alterar fundamentalmente los circuitos de conexión con el resto del aparato. Para tensiones de baja frecuencia (inferiores a 10 kc/s), el diodo rectificador deberá quedar en su posición normal en el interior del aparato,

ya que en este caso no son muy importantes los efectos parásitos de las conexiones de medida.

Cuando se miden tensiones continuas, no trabaja el diodo, por desconexión de su filamento, aplicándose el potencial a medir al circuito de rejilla de la válvula tríodo por terminales independientes de los de medida de *A C*. Puesto que las lecturas de la escala de M_1 son valores

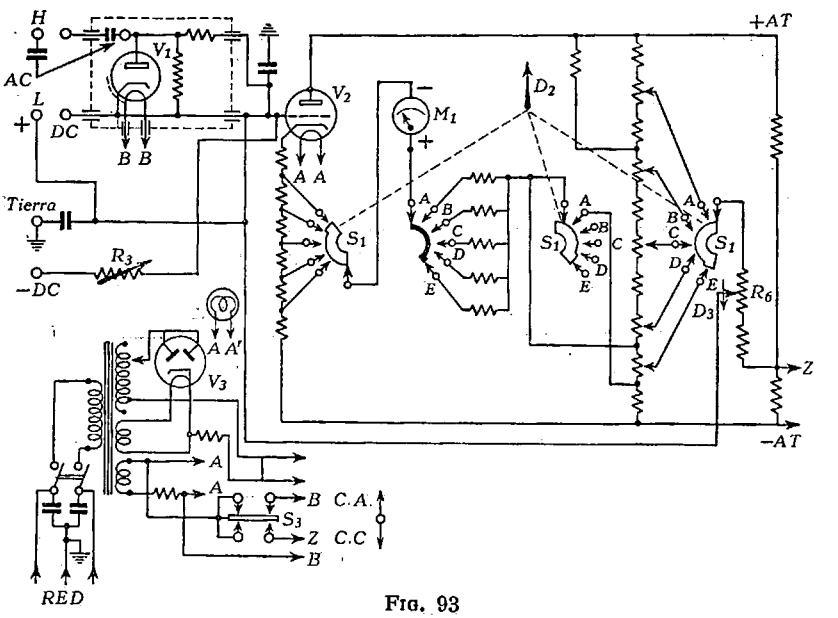


FIG. 93

de tensiones eficaces correspondientes a los voltajes de cresta realmente registrados por el voltímetro, están corregidas por el factor $\frac{1}{\sqrt{2}}$, luego al aplicar esta corrección a la tensión continua, para usar las mismas escalas de medida, que es el caso del aparato que se describe, los resultados resultarían falseados, ya que se obtendrían valores $\frac{1}{\sqrt{2}}$ menores que los reales. Para compensar este error y evitar la corrección por el factor $\sqrt{2}$, se dispone un potenciómetro de entrada R_3, exclusivamente en el circuito de medida de corriente continua, que permite el empleo del factor de corrección $\times 2$. Esta corrección deja de ser válida para la escala 0-1,5 v, especialmente graduada para compensar la falta de linealidad de la respuesta del diodo para pequeñas tensiones alternas de entrada, por lo cual, en corriente continua, se sustituye por la escala 0-15 y empleando el factor de corrección $\times 0{,}2$.

El mando D_3, que gobierna el reóstato R_6, permite el ajuste a 0 del voltímetro en cada uno de los campos de medida, por regulación de la tensión de placa de la válvula triodo. Para efectuar este ajuste, cuando el aparato está dispuesto para medidas en corriente alterna, deberán cortocircuitarse las bornas de medida marcadas H y L ($A\,C$).

El ajuste del 0 para medidas en corriente continua se efectúa sin cortocircuitar las bornas de medida marcadas $+D\,C$ y $-D\,C$, salvo que el circuito donde se deba realizar la medida tenga una resistencia inferior a 2 MΩ. Para valores superiores a 2 MΩ, el ajuste del 0 se realizará con el circuito conectado a las bornas de medida, pero sin tensión aplicada.

Los campos de medida del voltímetro en corriente alterna y corriente continua seleccionables mediante el mando D_2, son los siguientes:

Posición de D_2		Campos de medida	
		C. A.	C. C.
1,5	(A)	0 — 1,5	—
5	(B)	0 — 5	0 — 10
15	(C)	0 — 15	0 — 3; 0 — 30
5 × 10	(D)	0 — 50	0 — 100
15 × 10	(E)	0 — 150	0 — 300

12. Voltímetro analizador de las componentes del voltaje. Este aparato permite obtener por lectura directa los valores de las componentes real e imaginaria de un voltaje de audiofrecuencia desconocido.

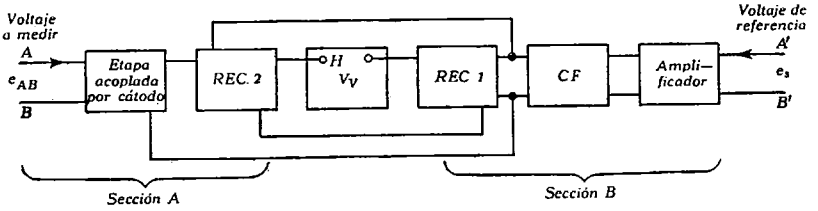


FIG. 94

Consta, según muestra el esquema de conjunto de la figura 94, de dos secciones A y B, compuestas, la sección A, de un amplificador de entrada acoplado, en serie con la salida de un corrector de fase $C\,F$, correspondiente a la sección B, a un rectificador $R\,E\,C_2$, cuya salida se aplica a la borna H del voltímetro de válvula V_v; y la sección B, por un amplificador seguido del corrector de fase citado y el rectificador $R\,E\,C_1$ aplicado a la borna L del mismo V_v.

El voltaje de referencia e_s se aplica, a través de un amplificador de la sección B, al corrector de fase, que permite desfasar la tensión de salida $+90°$ respecto de e_s, y ponerla en fase con las componentes $\pm e_i$ y e_r de la tensión a medir e_{AB}. El corrector de fase se acopla

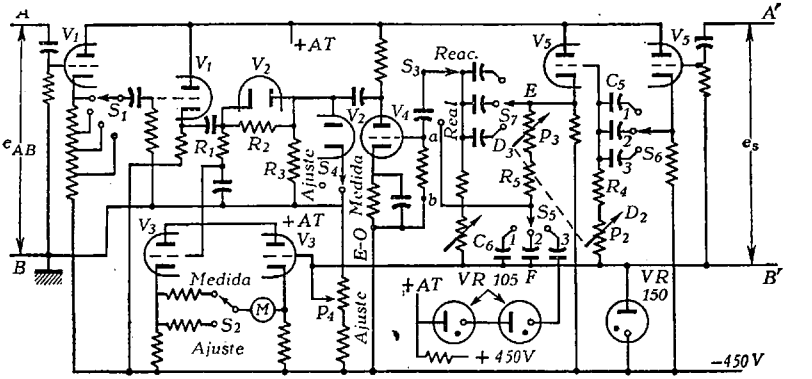


FIG. 95

al rectificador $RE\,C_1$, en cuya salida se desarrollará una tensión proporcional a la magnitud de e_s.

La tensión a medir e_{AB} se aplica a la entrada del amplificador de la sección A, que se acopla por cátodo, en serie con la salida del corrector de fase, a la entrada de $RE\,C_2$. Por consiguiente, el voltaje resultante aplicado por este rectificador al voltímetro de válvula, es

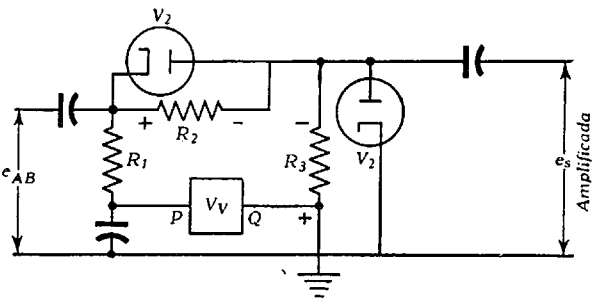


FIG. 96

proporcional al valor absoluto $|e_i|$ de la suma vectorial de la tensión e_{AB} y de la e_s desarrollada a la salida del corrector de fase.

Para la medida de la componente real e_r de e_{AB} se dispone el corrector de modo que no modifique la fase de e_s, con lo que el voltímetro de válvula indicará (1):

$$e_r = |e_i| - e_s.$$

(1) El tratamiento teórico está desarrollado en (II, 2).

Para medir la componente imaginaria $\pm e_j$ se regula el corrector, para producir un desplazamiento de fase de $+90°$ en la tensión e_s, siendo la indicación del voltímetro:

$$e_j = |e_t| - e_s$$

El esquema completo del aparato se muestra en la figura 95. Para la medida, son particularmente interesantes los circuitos detectores REC_1 y REC_2 formados por las dos secciones detectoras de una válvula doble diodo V_2. Estos detectores deben estar perfectamente equilibrados, ya que toda deficiencia en el ajuste que determine alguna diferencia de las características de ambos se traduciría en error de medida. Los valores de las tensiones opuestas aplicadas al instrumento M dependen de las polarizaciones de los cátodos de V_3, es decir, de las corrientes catódicas y de las resistencias de cátodo de ambas secciones. Como estas corrientes de cátodo están reguladas por las tensiones de polarización de las rejillas correspondientes, una pequeña diferencia de estas tensiones se traducirá en una corriente a través de M. Las tensiones de polarización de las rejillas 1 y 2 de V_3 se toman de los puntos P y Q del sistema de resistencias R_1, R_2 y R_3 que constituyen la carga de los diodos detectores (fig. 96), de modo que si los conmutadores S_2 y S_4 se sitúan en la posición de *medida*, cuando $e_t = e_s$, los puntos P y Q se encuentran a una diferencia de potencial constante de 1 voltio que determina la desviación de la aguja de M al centro de la escala marcada con la división 0.

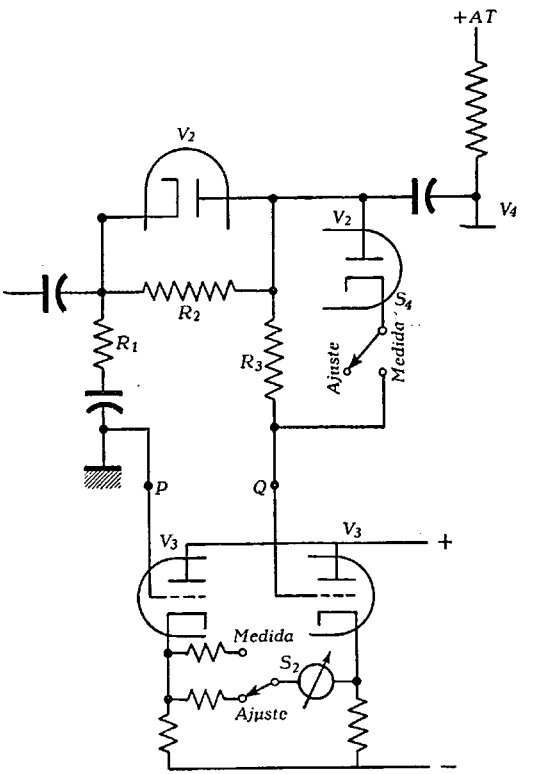


FIG. 97

Al pasar S_2 y S_4 a la posición de *ajuste*, los circuitos detectores quedan dispuestos según se indica en la figura 97. La escala del instrumento queda multiplicada por 50, y, por tanto, la desviación de

la aguja hasta el centro de la escala corresponde a una diferencia de potencial entre los puntos P y Q de 50 v. Esta disposición se emplea para ajustar la tensión de referencia.

La regulación de la fase de e_s se consigue por medio del corrector de fase que consta de dos células correctoras formadas por combinaciones de resistencia y capacidad. En la posición *real* del conmutador S_3 (fig. 95), al ser aplicada la tensión e_s al circuito formado por el condensador C_5 en serie con las resistencias R_4 y el reóstato P_2, experimenta un adelanto de fase de 45° (fig. 98 *a*). La tensión resultante e'_s se aplica, a través de la segunda sección del doble triodo V_5, que funciona como amplificador invertido, al circuito formado por la resistencia R_5 en serie con el condensador C_6. Entre los puntos E y F se desarrolla una tensión coincidente en fase con e'_s, es decir, adelantada 45° respecto de e_s, obteniéndose entre las armaduras de C_6 la tensión resultante e''_s, atrasada 45° respecto de e'_s y en fase con e_s (fig. 98 *b*).

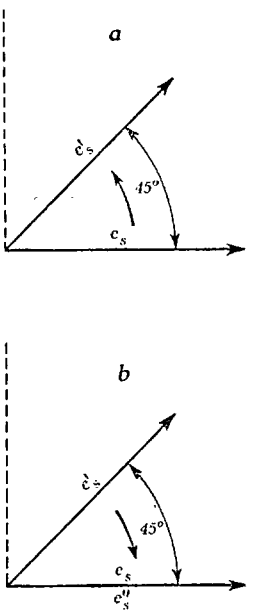


FIG. 98

Pasando S_3 a la posición *reactancia*, se produce, como en el caso anterior, el adelanto de fase de 45° de la tensión e_s, dando la resultante e'_s. Esta tensión e'_s aplicada entre los puntos E y F experimenta un nuevo adelanto de fase de 45° (fig. 99), quedando la resultante e''_s adelantada 90° respecto de e_s. Para cubrir el margen de audiofrecuencia comprendido entre las frecuencias límites de 20 y 20 000 c/s, es preciso que el corrector de fase pueda producir desviaciones de fase de 90° para todas las audiofrecuencias de dicho margen. Con este objeto están dispuestos los reóstatos variables P_2 y P_3, que regulan la fase dentro de tres submárgenes (20 a 200; 200 a 2000, y 2000 a 20 000 c/s) determinados por los condensadores $C_{5,1}$, $C_{5,2}$, $C_{5,3}$ y $C_{6,1}$, $C_{6,2}$, $C_{6,3}$, conmutables mediante S_6 y S_5.

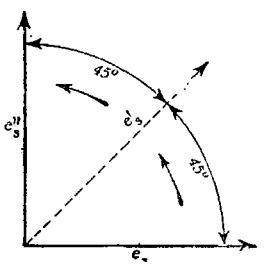


FIG. 99

Ajuste de D_2: Se sitúa S_3 en la posición marcada *real* y, por medio de una conexión exterior, se puentean entre sí las bornas AA' y BB' de entrada de la señal de referencia y de la señal a medir. Con esta disposición se aplica la tensión de referencia e_s a las bornas A' y B' y se gira D_2 hasta obtener la máxima desviación de la aguja de M (fig. 95), con lo que se asegura el máximo valor de la tensión de referencia e_s, ya que

$$|e_t| = e_{AB} + e_s = 2\,e_s$$
$$e_r = |e_t| - e_s = 2\,e_s - e_s = e_s.$$

Ajuste de D_3: Se cambia S_3 a la posición *reactancia* y, manteniendo invariable el resto del montaje, se regula D_3 hasta obtener una desviación nula de la aguja del instrumento, respecto de la posición central, ya que la tensión aplicada entre A y B es e_s, cuya componente imaginaria es nula.

Al tratar teóricamente este procedimiento de medida se han despreciado algunos valores, con la consiguiente introducción de errores, cuya evaluación es precisa para determinar el grado de exactitud de las medidas.

Si se supone $e_s = 50$ v y $e_{AB} = 1$ v, se puede escribir:

$$e_s = 50 + j\,0$$

$$e_{AB} = e_r - j\,e_j,$$

siendo $$|e_{AB}| = \sqrt{e_r^2 + e_j^2} = 1 \text{ v},$$

y, por tanto, $$e_j = \sqrt{1 - e_r^2}$$

Dando valores a e_r, los correspondientes valores verdaderos de e_j se obtienen por la fórmula anterior.

Por otra parte,

$$|e_t| = \sqrt{(e_r + 50)^2 + e_j^2}$$

y sustituyendo e_t por su valor aproximado, que es el que se emplea en la medida (II, 1 y 2), se tiene:

$$e_r \text{ (medido)} = \sqrt{(e_r + 50)^2 + e_j^2} - 50$$

$$e_j \text{ (medido)} = \sqrt{(e_j + 50)^2 + e_r^2} - 50;$$

fórmulas que proporcionan los valores medidos de e_r y e_j en función de los verdaderos. La tabla I da las correspondencias entre ellos para los valores fijados de e_s y $|e_{AB}|$.

TABLA I

Valor verdadero (e_r ó e_j)	Valor medido (e_r ó e_j)
0,00	0,01
0,10	0,11
0,20	0,21
0,30	0,31
0,40	0,41
0,50	0,51
0,60	0,61
0,70	0,70
0,80	0,80
0,90	0,90
1,00	1,00

EJEMPLO 1. Tomando datos $|e_{AB}| = 1$ v y $e_s = 50$ v, para $e_r = 0$, se debe tener

$$e_j = \sqrt{1 - e_r^2} = 1 \text{ v};$$

luego,

$$e_r \text{ (medido)} = \sqrt{2500 + 1} - 50 = 0{,}01 \text{ v}.$$

$$e_j \text{ (medido)} = \sqrt{51^2} - 50 = 1 \text{ v}.$$

EJEMPLO 2. Las características R, L y C de una antena se pueden medir por medio del puente universal de impedancias; pero la determinación de la impedancia de la misma a la frecuencia de trabajo, se obtiene mediante el puente de radiofrecuencia para medida de impedancias (fig. 14).

Para medir la impedancia en la base de una antena vertical (fig. 100) de 60 m de altura, a la frecuencia de 1000 kc/s, se dispone el puente de medida para esta frecuencia, se conectan las terminales A y B de la antena a las bornas b y b' del puente de radiofrecuencia y se regulan los mandos GD_1, GD_2, etc, y los CD_1, CD_2 conectados en $e - e'$, y D_{C_4}, hasta conseguir el silencio o mínima señal en los teléfonos, lo que se verifica para:

$$G_T = 16 \text{ mS}$$

$$C_T = 1900 \text{ pF};$$

luego la admitancia en la base de la antena es

$$Y_{AB} = G_a - j S_a = 16 - j 12$$

y la impedancia,

$$Z_{AB} = R_a + j X_a = 40 + j 30$$

ya que

$$R_a = \frac{G_a}{G_a^2 + S_a^2} = 40 \ \Omega$$

$$X_a = \frac{S_a}{G_a^2 + S_a^2} = 30 \ \Omega$$

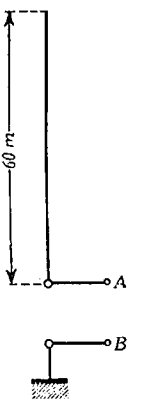


FIG. 100

El ángulo de fase entre tensión y corriente en la base de la antena, viene dado por

$$\varphi = \text{arc tg} \frac{X_a}{R_a} = \text{arc tg } 0'75 = 36° \ 52'$$

EJEMPLO 3. Se desea obtener el diagrama que represente la rotación del vector de la tensión que, aplicada entre los puntos A y B de la línea artificial de la

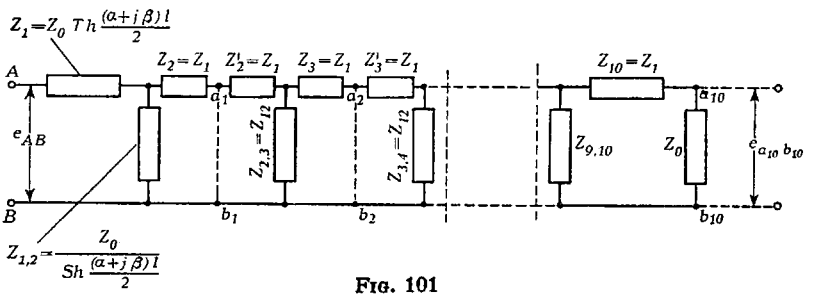


FIG. 101

figura 101, se propaga a lo largo de ella. Con este objeto, se conecta el voltímetro analizador (fig. 95) entre las bornas A y B y se efectúan dos mediciones: una con el conmutador S_3 en la posición real y otra con S_3 en *reactancia*,

anotando (tabla II) los valores de tensión obtenidos en cada medida, atendiendo al sentido de la desviación de la aguja de M para determinar el signo de la tensión medida (1). Se repiten las mediciones entre los puntos $a_1 - b_1$, $a_2 - b_2$, etc, y, finalmente, entre $a_{10} - b_{10}$, completando la tabla de lecturas siguiente:

TABLA II

Bornas de medida	Voltaje	
	Componente real	Componente reactiva
A — B	5	0
a_1 — b_1	4,2	— 2,3
a_2 — b_2	2,5	— 3,2
a_3 — b_3	0,2	— 3,4
a_4 — b_4	— 1,6	— 3,1
a_5 — b_5	— 2,8	— 2
a_6 — b_6	— 3,2	— 0,4
a_7 — b_7	— 2,8	1,2
a_8 — b_8	— 1,7	2
a_9 — b_9	— 0,3	2,3
a_{10} — b_{10}	1,2	1,9

Si sobre un sistema de ejes coordenados cartesianos se vierten los valores de la tabla anterior, situando en el eje de abscisas los valores de las componentes

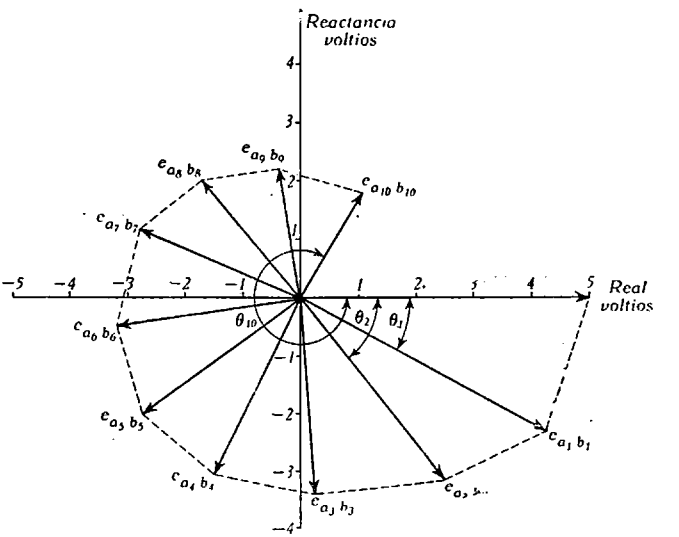


FIG. 102

reales y en el de ordenadas los valores de las componentes reactivas, se obtiene el diagrama vectorial de la figura 102, que indica la rotación del vector de tensión

(1) Signo + cuando la aguja se desvía hacia la derecha del operador, y signo — en caso contrario.

a lo largo de la línea artificial y los valores del ángulo de posición θ_i de la línea artificial en los puntos a_1, a_2, a_3, ..., a_{10} (1).

EJEMPLO 4. Se obtienen las características del transformador de audiofrecuencia representado en la figura 103 *a*, cuyo circuito equivalente simplificado es el de la figura 103 *b*, por medio del puente universal de impedancias (fig. 68).

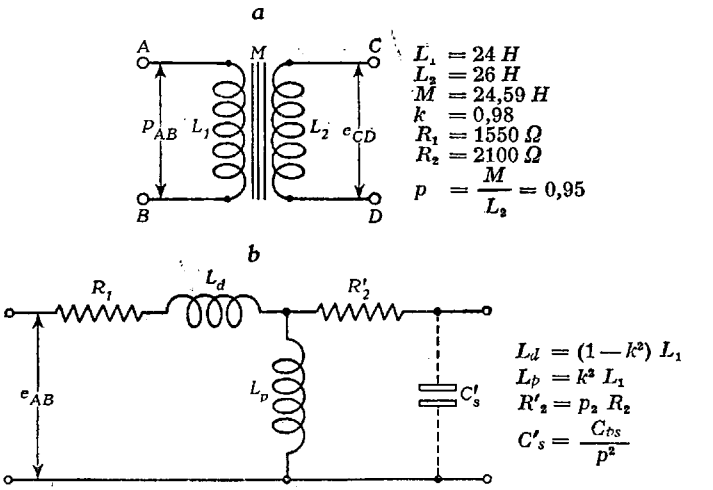


FIG. 103

El valor de L_1, dado por una medida del coeficiente de autoinducción (2) entre los terminales *A* y *B*, con *C* y *D* en circuito abierto, es

$$L_1 = 24 \text{ H},$$

(1) La tensión de salida $e_{a_{10}\,b_{10}}$ se relaciona con la tensión de entrada e_{AB}, en magnitud y fase, por la expresión

$$e_{a_{10}\,b_{10}} = e_{AB} \cdot e^{-(\alpha + j\beta)l},$$

o bien

$$e_{a_{10}\,b_{10}} = e_{AB} \cdot e^{-\alpha l} \cdot e^{-j\beta l}$$

$$e_{a_{10}\,b_{10}} = e_{AB} \cdot e^{-\alpha l} \cdot (\cos \beta l - j \operatorname{sen} \beta l); \qquad \text{(A)}$$

es decir, que la magnitud del módulo del vector de tensión está representada por

$$|e_{a_{10}\,b_{10}}| = e_{AB} \cdot e^{-\alpha l}$$

y el argumento por βl. Sustituyendo en (A) los valores dados en la tabla para los puntos $a_{10} - b_{10}$, se tiene

$$1{,}2 + j\ 1{,}9 = 5\ e^{-\alpha l} \cdot \cos \beta l - j\ 5\ e^{-\alpha l} \cdot \operatorname{sen} \beta l,$$

e igualando entre sí las partes reales e imaginarias del primero y segundo miembros resulta:

$$\begin{aligned} \alpha l &= 0{,}80 \\ \beta l &= 302^\circ\ 20' \end{aligned} \qquad \text{(B)}$$

siendo αl y βl los factores de amortiguamiento y de longitud de onda, respectivamente. El gráfico de la figura 102 es aplicable a cualquier línea real, o línea artificial equivalente, que cumpla las relaciones (B) y esté cerrada sobre su impedancia característica Z_0.

(2) Si L_1 ó L_2 están recorridos por una corriente continua I_p en condiciones reales de funcionamiento, las medidas deberán realizarse haciendo pasar dicha corriente por los arrollamientos.

y el de L_2, medido entre C y D con A y B en circuito abierto,

$$L_2 = 26 \text{ H.}$$

La autoinducción de dispersión, obtenida por medición de la inductancia entre A y B, con C y D en corto circuito, vale

$$L_d = 810 \text{ mH,}$$

y, por tanto,
$$k = \sqrt{\frac{L_1 - L_d}{L_1}} = 0{,}98;$$

valor que se comprueba al efectuar la medición de M conectando en oposición L_1 y L_2:

$$L_1 + L_2 - 2M = 820 \text{ mH}$$
$$M = 24{,}59 \text{ H,}$$

y, en efecto, con suficiente aproximación:

$$M = 24{,}59 = k \cdot \sqrt{L_1 L_2} = 0{,}98 \times \sqrt{24 \times 26} \text{ H}$$

Disponiendo el puente universal de impedancias como puente de Wheatstone se miden los valores de R_1 y R_2, resultando,

$$R_1 = 1550 \ \Omega$$
$$R_2 = 2100 \ \Omega$$

EJEMPLO 5. La característica de respuesta del transformador del ejemplo anterior, se ha obtenido aplicando entre las bornas A y B de L_1 una tensión de audiofrecuencia de 4 voltios y midiendo entre C y D, la tensión resultante cuando la frecuencia de la tensión aplicada a L_1 adquiere valores crecientes comprendidos dentro del margen de audiofrecuencia y tomados a partir de 50 c/s. Como generador de señal se emplea un oscilador de audiofrecuencia con tensión de salida estabilizada, y para la medida de las tensiones desarrolladas en L_2, un voltímetro de válvula. Es importante que la tensión de entrada se mantenga constante en todas las frecuencias.

La serie de mediciones efectuadas se resumen en la siguiente tabla:

TABLA III

$e_{AB} = 4$ voltios			
Frecuencias	e_{CD}	Frecuencias	e_{CD}
50 c/s	5,6 voltios	4 000 c/s	5 voltios
100 »	4,5 »	5 000 »	5,3 »
200 »	4,3 »	6 000 »	6,3 »
300 »	4,2 »	7 000 »	8 »
400 »	4,1 »	8 000 »	12 »
500 »	4,1 »	9 000 »	22 »
600 »	4,1 »	9 500 »	32,5 »
700 »	4,1 »	10 000 »	26 »
800 »	4,1 »	11 000 »	12 »
900 »	4,1 »	12 000 »	6,6 »
1 000 »	4,1 »	13 000 »	4,6 »
2 000 »	4,2 »	14 000 »	3,3 »
3 000 »	4,5 »	15 000 »	2,5 »

Tomando los valores de las frecuencias como abscisas en el sistema de ejes coordenados de la figura 104, y los de tensiones como ordenadas, se obtiene la curva representativa de la respuesta del transformador en el espectro de audio-

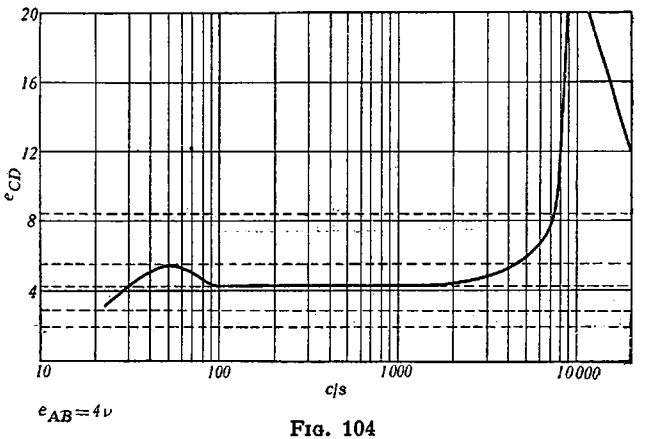


FIG. 104

frecuencias. Si se toma como nivel 0 dB, el valor de la tensión de salida entre *C* y *D*, para una frecuencia de 400 c/s, se puede graduar el eje de ordenadas en decibelios respecto de la respuesta a las frecuencias medias del margen de audiofrecuencia.

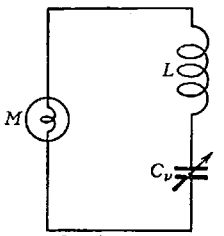
CAPÍTULO III

Medida de la frecuencia

Son varios los métodos utilizados para realizar la medida de la frecuencia, y, con arreglo a ellos, distintos los aparatos que se emplean.

1. Medida por el método de resonancia. El ondámetro de resonancia permite la medida de la frecuencia por aplicación del método de resonancia.

Esencialmente, este ondámetro se reduce al circuito resonante formado por la bobina L (fig. 105) en serie con el condensador variable C_v y el indicador de resonancia M. Al acoplar este circuito resonante al generador que produce la onda cuya longitud se desea medir, será excitado por una energía electromagnética de frecuencia igual a la de dicha onda. Admitido que la onda a medir se encuentra comprendida dentro del margen de resonancia del ondámetro, al variar la capacidad de C_v se llegará a obtener, para una posición $C_{v,1}$ del condensador, la máxima desviación de la aguja del indicador M, lo que indica que el circuito resonante serie del ondámetro se encuentra en resonancia con la frecuencia de la onda radioeléctrica sometida a medida.



Ondámetro de resonancia

FIG. 105

Aplicando la relación (I, 48)

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,C_v}}$$

y recordando que la frecuencia está ligada con la longitud de onda mediante la relación

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{f_{c/s}} \text{ metros,}$$

resulta

$$\lambda = 3 \times 10^8 \times 2\pi\sqrt{L\,C_v}$$

donde se toman L en henrios y C_v en faradios.

Si se considera L constante para cada margen de frecuencias del ondámetro, se puede obtener λ por lectura directa, graduando el cuadrante de C_v, por ejemplo, en metros.

En la práctica, el acoplamiento del ondámetro al generador se hace por inducción sobre la bobina L, procurando que sea lo más débil posible, a fin de que las constantes del circuito del ondámetro no sean afectadas por influencia de las características propias del circuito generador. Ello se traduciría en error de medida, por cuanto la graduación de C_v depende del valor de L, con independencia de toda influencia exterior.

Los ondámetros de absorción se basan también en el fenómeno de resonancia, y se distinguen de los anteriormente estudiados en que el circuito resonante de capacidad variable y autoinducción de que constan, se acopla fuertemente al generador cuya frecuencia se desea medir. Este fuerte acoplamiento determina que, al poner en resonancia el ondámetro con el generador, aquél absorbe gran parte de la enegía entregada por éste, produciendo una notable disminución de la corriente I que circula por el circuito de salida del generador (fig. 106). Esta variación de I permite determinar el valor de la frecuencia f_0 del generador, puesto que, al quedar en resonancia con el circuito del ondámetro se tiene

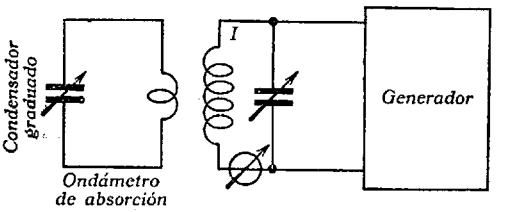


FIG. 106

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,C_v}}$$

El ondámetro de absorción aventaja en sencillez al de resonancia, pues no emplea ningún aparato indicador en el circuito del ondámetro propiamente dicho, ya que registra los puntos de resonancia por las variaciones provocadas en los aparatos indicadores del generador en el que se mide.

2. Medida por el método de heterodinación. Si se mezcla la onda de frecuencia f_p, cuya longitud de onda se desea medir, con otra onda de frecuencia f_0, se obtiene, entre otras (1), una resultante de frecuencia f_h para la cual se verifica la relación:

$$f_h = |f_p - f_0|$$

(1) Al superponer dos ondas de frecuencias ligeramente distintas f_1 y f_2, cuyas tensiones vienen dadas por las expresiones:

$$e_1 = E_1 \operatorname{sen}(\omega_1 t + \varphi_1)$$

$$e_2 = E_2 \operatorname{sen}(\omega_2 t + \varphi_2),$$

Variando el valor de f_0, la frecuencia resultante f_h adquirirá diversos valores, reduciéndose a 0 (batido cero) cuando f_0 coincida exactamente con f_p. Esta propiedad proporciona un medio para determi-

o bien haciendo:

$$\omega_s = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \quad \text{y} \quad \omega_d = \omega_1 - \omega_2$$

$$e_1 = E_1 \operatorname{sen} \left[\omega_s t + \left(\varphi_1 + \frac{\omega_d}{2} t \right) \right]$$

$$e_2 = E_2 \operatorname{sen} \left[\omega_s t + \left(\varphi_2 - \frac{\omega_d}{2} t \right) \right]$$

y aun para

$$\varphi_1 + \frac{\omega_d}{2} t = \varphi_a$$

$$\varphi_2 - \frac{\omega_d}{2} t = \varphi_b$$

$$e_1 = E_1 \operatorname{sen} (\omega_s t + \varphi_a)$$
$$e_2 = E_2 \operatorname{sen} (\omega_s t + \varphi_b)$$

se obtiene una onda de tensión instantánea dada por

$$e = e_1 + e_2$$

Siendo ω_d pequeña en comparación con ω_1 y ω_2, se puede admitir sin gran error que φ_a y φ_b permanecen constantes en un intervalo de tiempo $T = \frac{1}{f_s}$ y, por consiguiente,

$$e = (E_1 \cos \varphi_a + E_2 \cos \varphi_b) \operatorname{sen} \omega_s t + (E_1 \operatorname{sen} \varphi_a + E_2 \operatorname{sen} \varphi_b) \cos \omega_s t$$

Haciendo, lo que siempre es posible,

$$E_0 \cos \varphi = E_1 \cos \varphi_a + E_2 \cos \varphi_b \qquad \text{(A)}$$
$$E_0 \operatorname{sen} \varphi = E_1 \operatorname{sen} \varphi_a + E_2 \operatorname{sen} \varphi_b \qquad \text{(B)}$$

y sustituyendo estas expresiones en la ecuación anterior, resulta

$$e = E_0 \operatorname{sen} (\omega_s t + \varphi).$$

Elevando al cuadrado y sumando miembro a miembro (A) y (B) se tiene

$$E_0^2 = E_1^2 + E_2^2 + 2 E_1 E_2 \cos (\varphi_a - \varphi_b),$$

o, sustituyendo φ_a y φ_b por sus expresiones en función de φ_1 y φ_2 dadas más arriba,

$$E_0^2 = E_1^2 + E_2^2 + 2 E_1 E_2 \cos [\omega_d - (\varphi_1 - \varphi_2)],$$

quedando finalmente como expresión de la tensión instantánea de la onda resultante,

$$e = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2 E_1 E_2 \cos [\omega_d + (\varphi_1 - \varphi_2)]} \operatorname{sen} (\omega_s t + \varphi).$$

La resultante es una onda de frecuencia $f_s = \frac{f_1 + f_2}{2}$ modulada por una envolvente cuya amplitud varía entre los valores de tensión $(E_1 + E_2)$ y $(E_1 - E_2)$ con una frecuencia $f_d = f_1 - f_2$.

Al ser detectada la resultante aparece en los terminales de salida de la etapa detectora una sola onda de frecuencia f_d que pertenece, según lo supuesto, al margen de audiofrecuencias.

nar f_p y, por tanto, λ_p, debiendo disponerse para ello de un generador de la señal de frecuencia variable f_0, graduado en longitudes de onda.

El procedimiento de medida por el método de heterodinación es el siguiente:

Sobre un sistema detector *D E T* (fig. 107) se aplican simultáneamente la onda de frecuencia f_p que se desea medir y la de frecuencia f_0 gene-

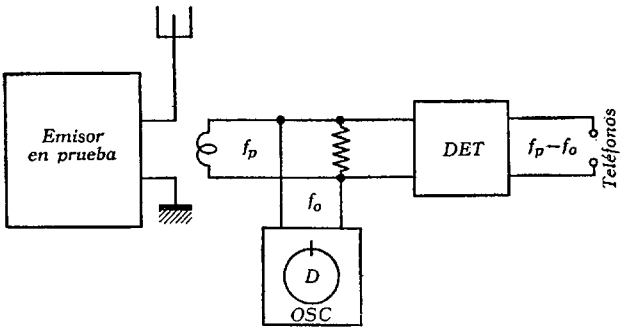


FIG. 107

rada por un oscilador cuyo cuadrante *D* está graduado en longitudes de onda o frecuencias. Se varía la frecuencia de la señal generada por el oscilador hasta obtener valores de frecuencia f_0 próximos a f_p que determinan una nota audible a la salida del detector. A medida que la frecuencia f_0 del oscilador se aproxima a f_p ($f_0 = f_p \pm \Delta f_p$), la señal audible disminuirá de frecuencia hasta obtenerse una nota de batido cero acusada por un silencio en los teléfonos, flanqueada por señales de audiofrecuencia.

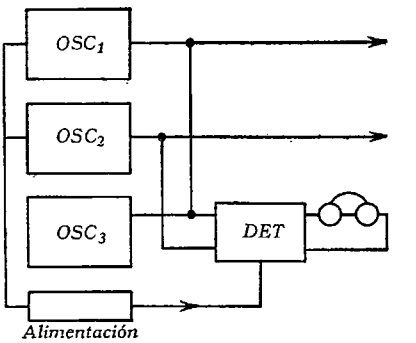


FIG. 108

3. Ondámetro heterodino de precisión. El esquema de conjunto (fig. 108) muestra las unidades principales del montaje: un oscilador $O S C_1$, generador de frecuencia variable, cuyo margen de sintonía se extiende de 3,4 a 4 Mc/s, dividido en tres submárgenes de 3,4 a 3,6, de 3,6 a 3,8 y de 3,8 a 4 Mc/s; el oscilador de ajuste $O S C_2$, que sintoniza el margen de 50 kc/s a 15 Mc/s, dividido en seis submárgenes, y el oscilador $O S C_3$, que es un patrón de frecuencia gobernado por cristal, provisto de cristales de frecuencias fundamentales de 500 kc/s. y 3,333 Mc/s. Las señales generadas por los tres osciladores se aplican a la entrada del detector heterodino *D E T*. Por combinaciones entre las frecuencias fundamentales y las armónicas

de estos tres osciladores, se puede medir con gran precisión la frecuencia de cualquier señal comprendida entre 50 kc/s y 30 Mc/s.

El oscilador de frecuencia variable OSC_1 (fig. 109) es la unidad principal del sistema, con referencia a la cual se realizan las lecturas de frecuencia más precisas, por lo que está dotada de un mando de precisión que permite obtener lecturas de frecuencias con errores inferiores a 50 c/s. Este oscilador es un montaje Hartley de relación L/C muy pequeña para obtener buena estabilidad. En paralelo con el condensador principal de sintonía C_7, se instalan los compensadores C_4, C_5 y C_6 y en serie, los C_1, C_2 y C_3, seleccionables por medio del conmutador de márgenes S_1. En derivación con C_7 está conectado además, permanentemente, un pequeño condensador variable, regulable por medio del mando exterior D_2, que modifica la frecuencia del oscilador dentro de un pequeño margen de variación. El mando principal D_1 de este oscilador está dividido en 270 partes, en un desarrollo angular de 180°, y el mando D_2 del compensador comprende 10 divisiones de las del mando principal, en un desarrollo de 360°. Cada división de D_1 corresponde a 890 c/s; por consiguiente, como el mando D_2 tiene 180 divisiones, cada división corresponde a 50 c/s aproximadamente.

El oscilador de ajuste OSC_2 es asimismo un circuito Hartley que sintoniza los siguientes márgenes:

Margen	I:	50	a	150	kc/s
»	II:	150	a	350	»
»	III:	350	a	1000	»
»	IV:	1	a	2,5	Mc/s
»	V:	2,5	a	7	»
»	VI:	7	a	15	»

El condensador de sintonía C_8 es variable, de dos secciones de 18 a 480 pF. En paralelo con C_8 está conectado un pequeño condensador variable de 20 pF, cuya capacidad se puede regular desde el panel frontal del aparato, por medio del mando D_3. Las seis bobinas correspondientes a los seis márgenes del oscilador se conmutan por medio de S_2 que permite seleccionar el margen que se precise.

El oscilador patrón OSC_3 sirve para poder ajustar en todo momento a su frecuencia exacta los dos osciladores anteriores, sobre sus frecuencias fundamentales de 500 kc/s o 3,333 Mc/s, o sus armónicos. Es un oscilador gobernado por cristal.

El detector heterodino está constituído por una válvula octodo sobre cuya rejilla n.° 1 se aplican las señales generadas por los osciladores OSC_1 y OSC_3, y sobre la rejilla de mando la señal del oscilador de ajuste OSC_2.

Las señales mezcladas en este detector originan notas de batido que aparecen en los teléfonos conectados a la salida del detector.

El procedimiento de operación, mediante este ondámetro, es el siguiente:

En primer lugar, se ajusta exactamente la oscilación del generador patrón por contraste con las señales de referencia de estaciones que emiten frecuencias patrones (por ejemplo, la estación WWV de la Oficina Internacional de Patrones de Estados Unidos de América).

El ajuste de los extremos del margen del oscilador OSC_1 3,4 y 4 Mc/s se obtiene batiendo la frecuencia generada por este oscilador sobre dichos extremos del margen de sintonía, con los armónicos 7 y 8 del cristal de 500 kc/s del oscilador patrón.

Las frecuencias de los extremos de los márgenes de sintonía del oscilador de ajuste OSC_2 pueden contrastarse con las frecuencias resul-

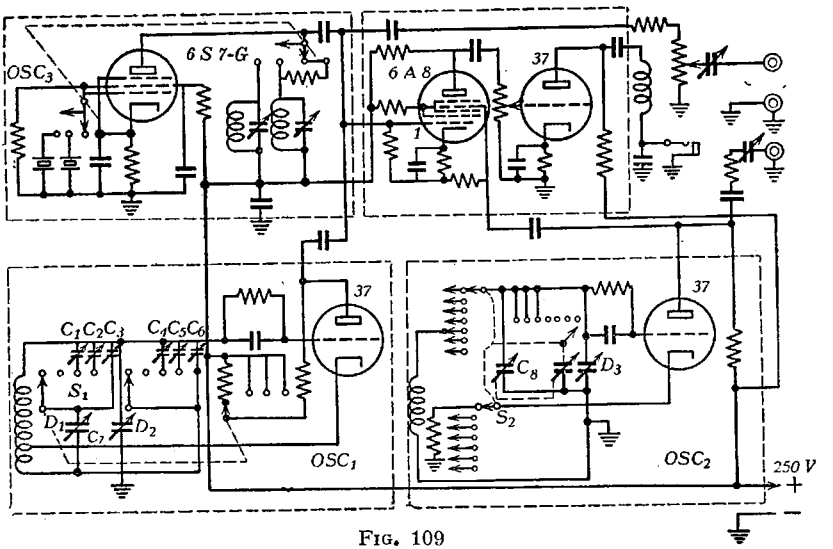


FIG. 109

tantes de la heterodinación de las señales de los osciladores OSC_1 y OSC_3. En efecto, empleando el cristal de 3,333 Mc/s, el batido de esta frecuencia con la de 3,383 del extremo inferior del oscilador variable OSC_1 [1] da una frecuencia resultante de 50 kc/s que, mezclada con la que produce el oscilador de ajuste OSC_2 en el extremo inferior del margen *I*, determina batido 0. El extremo superior de este primer margen (150 kc/s) se ajusta por batido con la mezcla de la frecuencia fundamental del oscilador patrón con cristal de 3,333 Mc/s y la de 3,483 Mc/s, generada por el OSC_1. Procediendo de esta forma se llegan a comprobar todos los extremos de los seis submárgenes del oscilador de ajuste, llegándose finalmente a obtener el ajuste del extremo superior del submargen VI, 15 Mc/s, por batido con la mezcla de la onda fundamental del oscilador patrón, con cristal de 3,333 Mc/s, con el

[1] El margen del oscilador variable OSC_1 se extiende, realmente, desde 3,380 a 4,020 Mc/s.

tercer armónico de la frecuencia de 3,9 Mc/s del submargen III del oscilador OSC_1.

Para efectuar la medida de la frecuencia de una señal cualquiera, se acopla lo más ligeramente posible a la entrada del detector heterodino y se bate, como primera aproximación, con alguna de las frecuencias que puede generar OSC_2, con OSC_1 y OSC_3 bloqueados, hasta obtener batido 0 a la salida del detector. La lectura del mando D_3 de OSC_2 proporciona el valor aproximado de la frecuencia de la señal que se desea medir. Para determinarla con error menor de 50 c/s se pone en circuito el OSC_1, de modo que la frecuencia f_1 generada por el mismo, batida con alguna de las frecuencias fundamentales o armónicas de

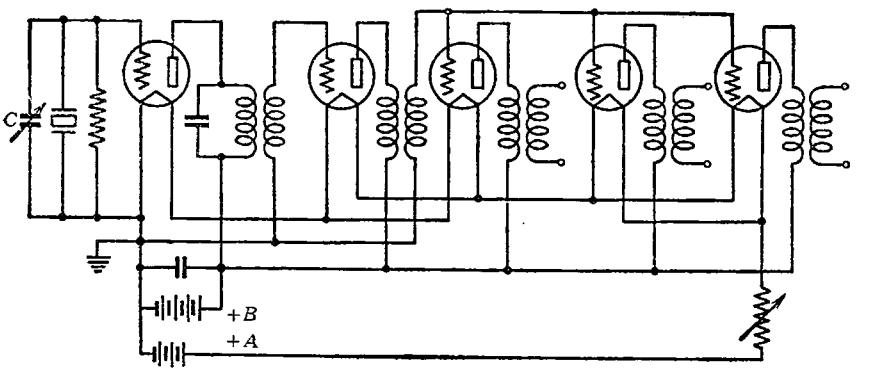


FIG. 110

OSC_2, produzca una frecuencia de pulsación $f_1 - f_2$ ó $f_2 - f_1$, tal que, nuevamente mezclada con la que se desea medir, f_0, dé lugar a batido 0.

Luego

$$f_0 = |f_1 - f_2|$$

donde f_1 está expresada con error menor de 50 c/s y f_2 es la lectura tomada, con exactitud, en el mando D_3 del oscilador de ajuste.

4. Patrón primario de frecuencia. Consta de tres osciladores gobernados por cristal de cuarzo, que trabajan a una frecuencia de 100 kc/s y permiten obtener aproximaciones de los valores de la frecuencia del orden de 10^{-8}. Se diferencia de otros patrones de frecuencia similares en que puede cambiar entre sí cada uno de los tres osciladores y comparar automáticamente las distintas respuestas de frecuencia para dar la aproximación prevista.

El elemento esencial de este patrón de frecuencia es el oscilador de cristal, y por ello se cuida muy especialmente el proyecto del mismo. La frecuencia de oscilación del cristal no debe resultar afectada por las variaciones de temperatura y presión atmosférica, y el cristal debe estar dispuesto para vibrar libremente. Con este fin, el patrón de frecuencia emplea cristales de cuarzo cortados de modo que el coeficiente de

temperatura sea pequeño (fig. 111) a la temperatura ambiente (20 a 45 grados centígrados). Esta mínima variación permite emplear el patrón sin regulación de temperatura, para medidas con una aproximación del orden de 10^{-5}. Para obtener la máxima precisión, es necesario regular aún la frecuencia de oscilación del cristal dentro de límites más estrechos, y para ello se introduce el cristal de cuarzo, convenientemente montado en un soporte aislado térmicamente por una cubierta de fieltro, en una cámara termostática, cuya temperatura se mantiene constante por medio de un dispositivo automático gobernado por un termómetro. La temperatura de la cámara sube y baja periódicamente alrededor de 0,02°; pero estas variaciones resultan atenuadas para el cristal por la protección térmica del mismo. Para proteger el conjunto de las variaciones de humedad y presión atmos-

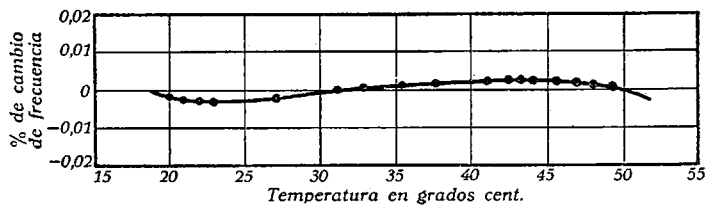


FIG. 111

férica, se encierra en el interior de una campana de cristal, dentro de la que se mantiene una presión ligeramente inferior a la atmosférica. Esta presión es acusada por un manómetro de mercurio y puede ser regulada por medio de una bomba de vacío a través de una válvula instalada en la base de la campana. La variación de la frecuencia de oscilación del cristal es de 10^{-6} para una variación de presión de 10 cm de mercurio, exigiéndose una regulación de ± 1 mm de mercurio para reducir las variaciones a 10^{-8}.

Como la presión en el interior de la campana depende también de la temperatura, deberá mantenerse constante ésta para limitar las variaciones de frecuencia al mínimo posible.

En la figura 110 se muestra el esquema de uno de los osciladores de cuarzo, incluídas las etapas amplificadoras. El oscilador no ofrece ninguna particularidad notable, tratándose de un generador de 100 kc/s alimentado por baterías para asegurar la estabilidad de las tensiones de polarización y encendido.

La señal del oscilador se acopla muy flojamente a tres amplificadores de salida que permiten obtener tres circuitos de salida libres de mutua interferencia y que no reaccionan sobre el oscilador de cristal. El ajuste final de la frecuencia del oscilador se efectúa por medio del compensador C de 5 pF aproximadamente, conectado en paralelo con los electrodos del cristal. El valor de este compensador se elige de modo que una división del cuadrante del man-

do D_C que gobierna el compensador, corresponde a una variación de frecuencia de 10^{-8}.

La unidad osciladora excita por una de sus salidas a un multivibrador (fig. 112) que genera frecuencias de 10 kc/s y 1 kc/s, gobernadas por la frecuencia de excitación. La frecuencia engendrada por el multivibrador es exactamente regulada por la frecuencia de la señal de entrada. En el patrón de frecuencia que se describe, se emplean dos multivibradores, uno de los cuales genera el 10.° subarmónico de la frecuencia de entrada y el otro el 100.°; es decir, 10 kc/s y 1 kc/s

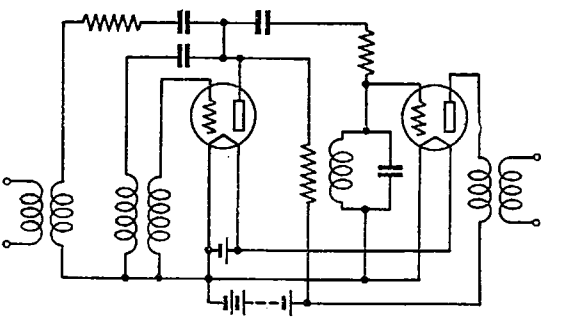


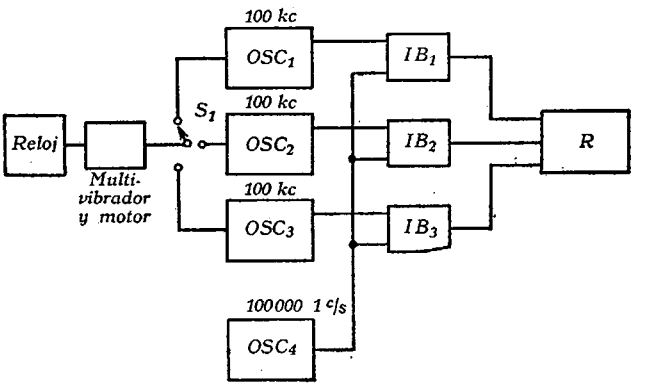
FIG. 112

respectivamente. La señal generada por los multivibradores se amplifica por medio de etapas de amplificación que no presentan ninguna peculiaridad.

La salida amplificada del multivibrador de 1 kc/s gobierna un motor sincrónico que, a su vez, excita dos generadores para producir corrientes de 100 c/s y 10 c/s, con lo que el sistema produce corrientes alternas de frecuencias gobernadas por la generada por el oscilador de cristal, cuyos valores son: 10 kc/s, 1 kc/s, 100 c/s y 10 c/s.

El motor de 1000 c/s se engrana, con una desmultiplicación de $^{60}/_{1000}$, con el eje de las manecillas de un reloj. Para comprobar la exactitud de la frecuencia generada por el oscilador primario se determina la razón entre las indicaciones del reloj gobernado por el patrón y las señales horarias del observatorio astronómico. Un error de 0,864 segundos por día corresponde a un error de frecuencia de 10^{-5}. Visualmente se puede establecer la razón con error menor de 0,2 segundos; pero no es suficiente para la exactitud exigida, puesto que solamente sería de $0{,}25 \times 10^{-5}$. Para facilitar la comparación de las indicaciones del reloj con las señales horarias, se instala un dispositivo automático formado por una leva que, al ser engranada por la rueda dentada del motor en cada 100 kc del oscilador primario, establece un contacto eléctrico en un registro de dos contactos, siendo establecido el otro por las señales horarias transmitidas por el observatorio.

Los tres osciladores primarios ajustados exactamente a 100 kc y gobernados por cristal se pueden conmutar al sistema motor descrito por medio del conmutador S_1 (fig. 113), que permite seleccionar cualquiera



IB = Indicadores de batido
R = Registrador de batido

FIG. 113

de ellos. Por otra parte, se dispone de un oscilador de cristal ajustado exactamente a 100 000,1 c/s que bate con cada uno de los tres osciladores primarios (fig. 113), produciendo notas resultantes de batido que son registradas por medio de indicadores de batido (fig. 114) conecta-

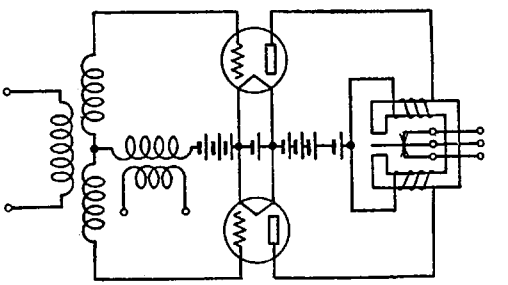


FIG. 114

dos a la salida de cada uno de los osciladores. Estas notas de batido registradas durante un largo período de tiempo, dan la medida de la estabilidad de los osciladores primarios gobernados por cristal.

EJEMPLO 1. La señal de la estación cuya frecuencia se desea medir, se sintoniza mediante un receptor de suficiente sensibilidad. En este ejemplo, la frecuencia nominal de la estación es de 1050 kc/s. La sensibilidad del ondámetro de resonancia que se emplea no es adecuada para registrar directamente la onda de dicha estación, por lo que se debe recurrir a batirla con la señal local de un

oscilador patrón de radiofrecuencia. Aplicando la frecuencia de batido resultante a las placas verticales de un osciló grafo de rayos catódicos, que recibe en sus placas horizontales la tensión de salida de un generador de audiofrecuencia (fig. 1), se regula la frecuencia del oscilador patrón de radiofrecuencia hasta obtener en la pantalla del osciló grafo una imagen elíptica que se produce cuando hay coincidencia entre la frecuencia de batido aplicada entre V y V' y la audiofrecuencia aplicada entre H y H'. Siendo de 1 kc/s la audiofrecuencia que excita las placas horizontales y comprobado que el generador patrón de radiofrecuencia oscila por encima de la frecuencia de la portadora f_0 que se trata de medir, la frecuencia generada por el oscilador patrón excede, exactamente, en 1 kc/s a f_0. La señal $f_0 + 1$ kc/s del generador patrón se mide con el ondámetro de resonancia, obteniéndose una lectura de 1050,8 kc/s que indica que la verdadera frecuencia f_0 es

$$f_0 = f_g - 1 \text{ kc/s} = 1050{,}8 - 1 = 1049{,}8 \text{ kc/s}.$$

El procedimiento de medida se simplifica si la intensidad del campo de la portadora f_0 es suficiente para excitar directamente el ondámetro de resonancia, pues, en este caso, se evita el empleo de los generadores patrones de alta y baja frecuencia, bastando dotar al ondámetro de una pequeña antena para captar la energía del campo electromagnético de f_0.

Este mismo procedimiento es el que se aplica a la medida de la frecuencia de las emisoras locales potentes.

EJEMPLO 2. Para comprobar la frecuencia f_0 medida con el ondámetro de resonancia del ejemplo anterior, por medio del ondámetro heterodino de precisión (fig. 109), se aplica la señal a medir a las bornas de entrada del mismo, haciendo una primera medida con los osciladores OSC_1 y OSC_3 bloqueados y seleccionando el submargen IV de OSC_2. Se ajusta el ondámetro para batido 0 a la salida del detector, regulando el mando D_3, cuya lectura en la condición de batido 0 da un valor aproximado de la frecuencia de la señal que se mide, en este caso, 1050 kc/s. Para obtener la medida con error menor de 50 c/s., se ajusta OSC_2 mediante D_3, para que oscile a una frecuencia de 4,5 Mc/s exactamente, y la señal resultante se mezcla con la generada por OSC_1, con OSC_3 bloqueado, para D_1 en 3,45 Mc/s, regulando D_2 hasta obtener batido 0 a la salida del detector. Se obtiene esta condición para D_2 en la división 1, de modo que la frecuencia resultante del batido de las frecuencias generadas por OSC_1 y OSC_2 es

$$4{,}5 - (3{,}45 + 0{,}00005) = 1{,}049950 \text{ Mc/s},$$

siendo el error de lectura menor de 50 c/s.

CAPÍTULO IV

Medidas en transmisores

Las características principales de un equipo transmisor son: frecuencia, potencia en antena, porcentaje de armónicos de radiofrecuencia, profundidad de modulación, respuesta de audiofrecuencia y ruido de fondo.

Las reglamentaciones establecidas por las Conferencias Internacionales de Telecomunicaciones han impuesto estrictas exigencias acerca de la invariabilidad de la frecuencia generada por una estación transmisora respecto de la asignada, limitación de los armónicos de radiofrecuencia radiados, etc. (1). Por esta razón, es preciso un escrupuloso trabajo de medida y verificación de las características de un equipo antes de ponerlo en servicio.

(1) La tabla de tolerancias de frecuencias establecida por el Reglamento de Atlantic City (1947) comprende dos secciones: la primera da tolerancias aplicables hasta enero de 1953 a los emisores actualmente en servicio o que se pongan en servicio antes del 1.° de enero de 1950, y la segunda, a todos los transmisores a partir del 1.° de enero de 1953.

Hasta 1953 no hay diferencias para las frecuencias comprendidas de 10 a 30 000 kc/s., respecto del Reglamento de El Cairo. A los transmisores en servicio en la actualidad y los que se instalen posteriormente, se aplican las tolerancias de la segunda sección a partir de 1950 y 1953, reduciéndose casi a la mitad la tolerancia asignada por el Reglamento de El Cairo, manteniendo la cifra de 20 c/s como tolerancia de desviación para las estaciones de radiodifusión en la banda de 535 a 1605 kc/s.

Tolerancias de frecuencias (Reglamento de El Cairo)

Tipo de estación	10 - 550 kc/s	550 - 1500 kc/s	1500 - 1600 kc/s	6000 a 30 000 kc/s
Radiodifusión	± 20 c/s	± 20 c/s	0,005 % (3)	0,005 %
Fijas	± 0,1 %	0,01 %	0,01 %	0,01 %
Terrestres ...	0,1 %	0,05 %	0,02 %	0,02 %
Móviles	0,1 %	0,1 % (2)	0,02 %	0,02 %
De avión ...	0,3 %		0,025 %	0,025 %
Navales.....	0,3 % (1)		0,05 % (4)	0,05 % (5)

(1) Bandas de 110 - 160 kc/s y de 365 - 515 kc/.
(2) Frecuencia de 1364 kc/s.
(3) En la banda de 1500 - 1600 kc/s : ± 20 c/s.
(4) Bandas de 4115 - 4165 kc/s y de 5500 - 5550 kc/s.
(5) Bandas de 6200 - 6250 kc/s; 8230 - 8330 kc/s; 11 000 - 11 100 kc/s; 12 340 - 12 500 kc/s; 16 460 - 16 600 kc/s y 22 000 - 22 200 kc/s.

El Reglamento de Atlantic City fija tolerancias hasta 500 Mc/s. En esta banda, las tolerancias son del orden del 0,01 % para estaciones de radiodifusión; 0,02 % para las de radionavegación, y de 0,03 para fijas terrestres y móviles.

1. Medida de la estabilidad de la frecuencia. La estabilidad de frecuencia se expresa por la razón entre la desviación máxima $(\triangle f_0)_{\text{máx.}}$ experimentada por la frecuencia f_0 y el valor de esta frecuencia:

$$\text{Porcentaje de desviación} = \frac{(\triangle f_0)_{\text{máx.}}}{f_0} \times 100$$

Puesto que, en general, se hacen n observaciones sucesivas de la frecuencia, si se desea obtener el valor medio de estabilidad se tomará como valor de $\triangle f_0$, la media de las desviaciones

$$\triangle_1 f_0, \quad \triangle_2 f_0, \quad \triangle_3 f_0, \quad \ldots, \quad \triangle_n f_0$$

registradas en las observaciones realizadas. Es decir,

$$(\triangle f_0)_{\text{med.}} = \frac{\triangle_1 f_0 + \triangle_2 f_0 + \ldots + \triangle_n f_0}{n}$$

con lo que, para n suficientemente grande, se asegura la eliminación de valores fortuitos $\triangle_n f_0$ que, considerados aisladamente, falsearían los resultados.

Para hacer medidas de la desviación de frecuencia suficientemente precisas se debe disponer de un generador patrón de señal de radio-

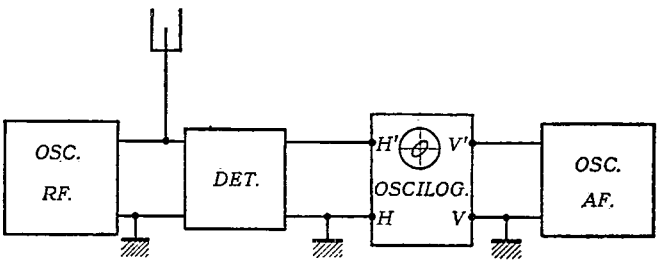


FIG. 115

frecuencia que comprenda dentro de su margen la frecuencia que se desea probar, un sistema detector, un oscilógrafo de rayos catódicos y un generador patrón de audiofrecuencia.

A la entrada del detector (fig. 115) se aplican simultáneamente una pequeña parte de la energía electromagnética radiada por el transmisor que se prueba, y la señal de radiofrecuencia del generador patrón ajustado a la misma frecuencia del transmisor. La salida del detector, resultante del batido de las frecuencias del generador de señal f_p y del transmisor f_0, se aplica a las placas horizontales HH' del oscilógrafo, que recibe, en sus placas verticales VV', la señal de salida del generador de audiofrecuencia. Con esta disposición, se ajusta el oscilador de audiofrecuencia a la frecuencia f_b y se regula la frecuencia f_p del oscilador patrón de radiofrecuencia, hasta obtener sobre la

pantalla del oscilógrafo una imagen elíptica que indica la coincidencia de frecuencia de las señales $f_a = \left\{ \begin{matrix} f_p - f_0 \\ f_0 - f_p \end{matrix} \right\}$ y f_b aplicadas a las placas horizontales y verticales respectivamente. Por consiguiente, la frecuencia f_p del generador de radiofrecuencia debe diferir exactamente de la f_0 del transmisor en $f_a = f_b$ para determinar la formación de una imagen elíptica en la pantalla del oscilógrafo. Es importante para la determinación del sentido de las desviaciones de la frecuencia f_0 comprobar si el generador patrón de radiofrecuencia se encuentra oscilando por encima o por debajo ($f_p \gtrless f_0$) de la frecuencia del emisor en

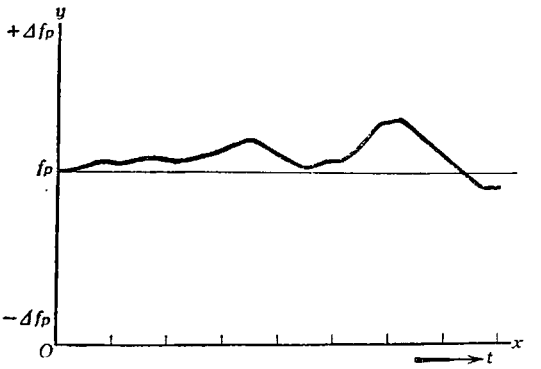


FIG. 116

ensayo, para lo cual se aumenta ligeramente la frecuencia del patrón de RF y se retoca el oscilador de audiofrecuencia, para conseguir de nuevo la coincidencia de las frecuencias f_a y f_b:

$$f_p + \Delta f_p - f_0 = f_a + \Delta f_0$$
$$f_0 - (f_p + \Delta f_p) = f_a - \Delta f_p$$

Si la frecuencia f_b se ha debido $\left\{ \begin{matrix} \text{aumentar} \\ \text{disminuir} \end{matrix} \right\}$ para conseguir la coincidencia de frecuencias, se puede asegurar que el generador patrón oscila por $\left\{ \begin{matrix} \text{encima} \\ \text{debajo} \end{matrix} \right\}$ de la frecuencia del transmisor.

Se comienza la serie de medidas reponiendo el oscilador patrón a oscilar a una frecuencia f_p, tal que, por ejemplo,

$$f_p = f_0 + f_b,$$

y el oscilador de audiofrecuencia se ajusta a f_b, obteniéndose una imagen elíptica sobre la pantalla del oscilógrafo, por producirse coincidencia de frecuencias ($f_p - f_0$; f_b) en las placas horizontales y verticales.

En cada observación se hace un reajuste del oscilador de audiofrecuencia

$$f_b \pm \Delta f_b$$

para restablecer la coincidencia de frecuencias

$$f_b \pm \Delta f_b = f_p - (f_0 \mp \Delta f_b),$$

que indica que la variación $\pm \Delta f_b$ introducida en la frecuencia del oscilador de audio, representa, con signo cambiado (1), la desviación de la frecuencia del transmisor. Los valores de desviación de frecuencia obtenidos para cada una de las n observaciones se toman en el eje $0y$ de la figura 116, tomando sobre el eje $0x$, bien los intervalos de tiempo o bien las temperaturas registradas en las proximidades de la etapa osciladora del equipo emisor en cada uno de esos intervalos de tiempo.

2. Medida de potencia. Para facilitar la medida de la potencia que un equipo radiotransmisor transfiere a su antena, se sustituye ésta por una antena artificial que reúna ciertas características (2) de la sustituída que son precisas para esta medida.

La medida de la potencia puede realizarse por varios procedimientos, empleándose más comúnmente los métodos fotométricos y calorimétricos (3).

Si las resistencias disipativas, no inductivas, que forman la antena artificial son filamentos de metal resistivo montados en el interior de ampollas de vidrio llenas de hidrógeno, al paso de la corriente de radiofrecuencia, dichos filamentos se ponen incandescentes, produ-

(1) Si el generador patrón de RF oscilase por debajo de la frecuencia del transmisor, ($f_p = f_0 - f_b$) sería con el mismo signo.

(2) Si se carga el equipo con su antena real, el ajuste del circuito de salida del transmisor debe compensar la componente reactiva de la antena, luego, la antena artificial debe presentar entre las bornas A y B (fig. 118) la misma impedancia que la antena real, a fin de efectuar las medidas en condiciones idénticas de ajuste del circuito de salida.

La impedancia de la antena entre A y B se expresa por

$$Z_a = R_a + j X_a,$$

y puesto que

$$X_a = L\omega - \frac{1}{\omega C}$$

se tiene, para $\omega = \omega_0$, $X_a = 0$;

luego $Z_a = R_a$,

es decir, que la antena artificial equivalente, en la onda de resonancia de la antena real, se puede reducir a una resistencia de valor R_a. En cualquier otro caso, la antena artificial deberá completarse para que resulte formada por la componente real R_a y la componente reactiva X_a en serie. El signo de la componente reactiva viene dado por las condiciones:

$\omega < \omega_0$; X_a es capacitiva $(-jX_a)$

$\omega > \omega_0$; X_a es inductiva (jX_a).

(3) Los instrumentos electromagnéticos (voltímetros, amperímetros, vatímetros, etc.,) empleados en mediciones sobre circuitos para muy bajas frecuencias, han de ser desechados, pues la influencia de sus características sobre las de los circuitos de radiofrecuencia donde debieran ser intercalados, sería de tal importancia, que las medidas resultarían imposibles. Son aplicables, en cambio, los instrumentos térmicos.

ciendo una luminosidad cuyo valor, medido en unidades lumínicas, es función de la potencia disipada. Esta propiedad sirve de fundamento a los métodos fotométricos para la medida de la potencia de salida de los transmisores. El fotómetro empleado en la práctica, para estas mediciones, consta de una célula fotoeléctrica (fig. 117), conectada a un microamperímetro graduado directamente en vatios.

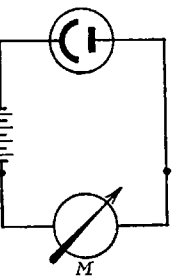


FIG. 117

Para graduar el fotómetro se hace circular, por la antena artificial (fig. 118) una corriente alterna de frecuencia industrial o continua, conectando las bornas A y B de la antena a una toma de corriente de alumbrado. Entre A y B se conecta el voltímetro V, y en serie con la antena el amperímetro Am y el reóstato R. El conjunto que forma la antena artificial se encierra en una caja con un orificio, al cual se adapta la célula fotoeléctrica. Al variar R, variará la corriente I que pasa por la antena artificial, y, por consiguiente, la caída de potencial a través de la misma. El producto $EI = \frac{E^2}{R_a}$ indicará en cada instante la potencia absorbida por la antena artificial para una indicación del instrumento M conectado a la célula fotoeléctrica. Por otra parte, la resistencia de la antena R_a varía con la corriente I de paso, pudiéndose tomar asimismo R_a en función de las lecturas de M (fig. 119). Se graduará la escala de M directamente en vatios, anotando los valores $W = E\,I$ obtenidos para las distintas des-

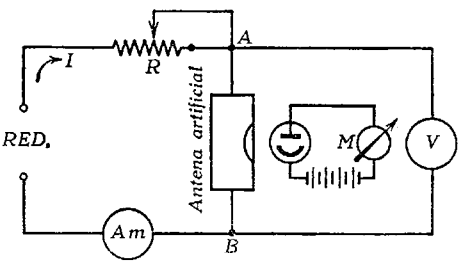


FIG. 118

viaciones de la aguja de M, y simultáneamente se puede graduar M en valores de resistencia por la fórmula $R_a = \frac{E}{I}$. El instrumento M conectado a la célula fotoeléctrica mide la intensidad luminosa del foco constituído por los filamentos incandescentes de la antena artificial; mas con el procedimiento de graduación empleado se pueden hacer lecturas directas de potencia en vatios, hecha abstracción de las variaciones de luminosidad registradas en la antena artificial.

Para la medida de la potencia del transmisor por el método calorimétrico, la antena propia del transmisor se sustituye por una antena

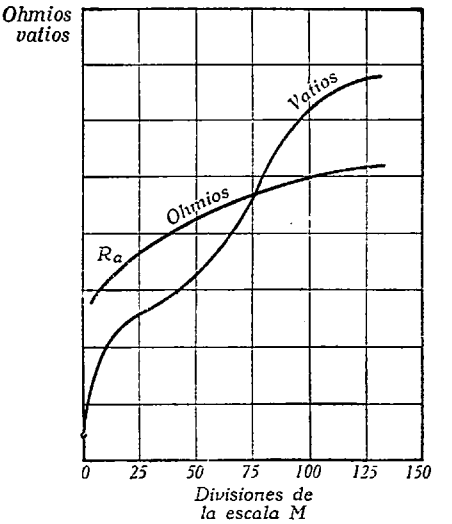


FIG. 119

artificial equivalente, formada por un líquido cuya resistencia eléctrica pueda regularse hasta hacerla igual a la de la antena del transmi-

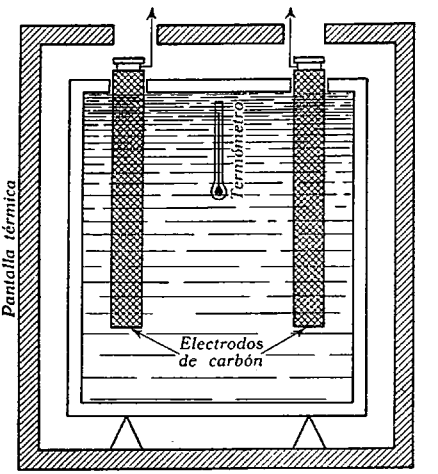


FIG. 120

sor, contenido en un recipiente aislado térmicamente del exterior (fig. 120). En el interior del recipiente y sumergido en el líquido, se instala un termómetro que permita una fácil lectura sin necesidad

de variar su posición. La potencia transferida por el equipo emisor a la antena artificial da lugar a una elevación de la temperatura del líquido contenido en el recipiente, determinándose la potencia por medio de la fórmula

$$W = 4{,}18 \times m \frac{T - T_0}{t} C, \qquad \text{(IV, 1)}$$

donde C es el calor específico del líquido, m la masa del mismo, T_0 la temperatura del líquido antes de aplicar potencia a la antena, y T

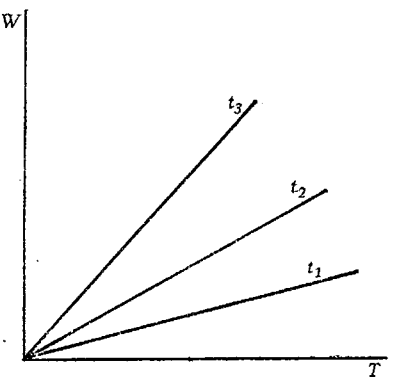


FIG. 121

la temperatura al cabo de un tiempo t de ser aplicada dicha potencia. W estará expresada en vatios cuando m se tome en gramos-masa, C en calorías-gramo, y t en segundos. Para medidas muy exactas se deberá hacer la corrección correspondiente a la cantidad de calor absorbida por la masa del recipiente. La aplicación de la fórmula (IV, 1) para diferentes valores de W, con el calorímetro descrito, permite dibujar el gráfico de la figura 121, tomando sobre el eje de ordenadas, W en vatios, y sobre el eje de abscisas, T en grados.

Una disposición práctica para medida de la potencia de transmisores de onda corta y alta potencia consiste (fig. 122) en sustituir la antena propia del emisor por una antena artificial formada por una sección de línea, cuyos conductores son tubos de hierro paralelos, con ambos extremos en corto circuito eléctrico. Una barra de corto circuito deslizable sobre el extremo de la línea opuesto a aquél, por el cual se une al transmisor, permite variar la longitud de ésta y ponerla en resonancia con la onda generada por el transmisor. Por ajuste correcto de la barra de corto circuito se evita la formación de ondas estacionarias en la antena artificial. Además, con el fin de evitar pérdidas de potencia por radiación, se apantalla totalmente el conjunto que forma la carga artificial del transmisor.

Para la medida, se hace pasar una corriente de agua por el interior de los tubos, con entrada por el extremo *A* y salida por el *B*. Este calorímetro se gradúa, para una determinada corriente de agua medida en litros por minuto, directamente en vatios o kilovatios, para aumentos de la temperatura del agua durante un tiempo *t*.

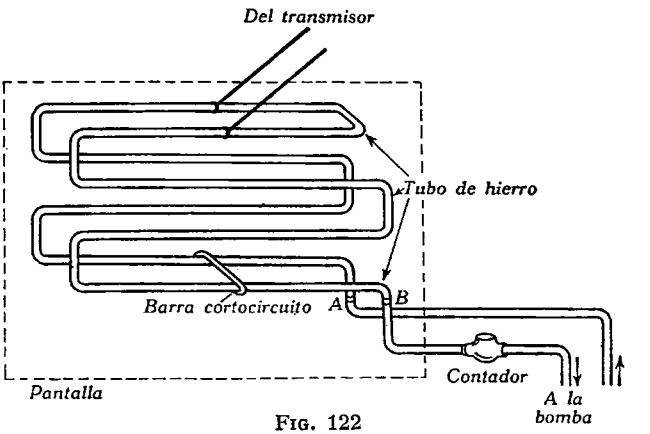


FIG. 122

3. Medida del campo de los armónicos de radiofrecuencia. Establecidas por las Conferencias Internacionales limitaciones precisas de la intensidad del campo de los armónicos radiados por un transmisor (1), el método de medida consiste en evaluar dicha intensidad

(1) Tolerancia de los armónicos radiados por un transmisor (Conf. Int. El Cairo)

Gama de frecuencias	Tolerancias
Frecuencia inferior a 3000 kc/s, $\lambda > 100$ m.	La intensidad del campo producido por un armónico cualquiera a 5 km de la antena emisora, debe ser inferior a 300 μ V/m.
Frecuencia superior a 3000 kc/s, $\lambda < 100$ m.	La potencia de un armónico cualquiera en la antena debe quedar, por lo menos, 40 dB por debajo de la potencia de la onda fundamental, y en ningún caso ser superior a 200 mW.

El Reglamento de Atlantic City aplica a todas las frecuencias, desde 10 kc/s a 30 Mc/s, la tolerancia restrictiva que el Reglamento de El Cairo fijaba solamente para las frecuencias superiores a 3000 kc/s, es decir, que la onda armónica debe ser 40 dB inferior a la potencia de la fundamental, y en ningún caso superior a 200 milivatios.

de campo a las distancias de la estación emisora exigidas, para comprobar si se mantiene dentro de los límites establecidos.

Las medidas de la intensidad del campo electromagnético radiado por una antena es objeto del Capítulo VI, dedicado a la propagación de ondas, al que se remite al lector.

4. Determinación de las características de modulación. Se han de distinguir dos métodos generales caracterizados por su objeto: modulación de amplitud (*M A*) y modulación de frecuencia (*M F*).

Dentro de cada uno de estos métodos generales están comprendidos varios procedimientos particulares: indirecto por medida de corrientes de antena, oscilográficos, etc., para modulación de amplitud; desviación estática, Bessel-cero, para modulación de frecuencia.

Moduladores de M A. Un procedimiento elemental para determinar la profundidad de modulación, consiste en relacionar las corrientes de antena sin modulación y con modulación por una nota de audiofrecuencia. La expresión que relaciona estas corrientes es la siguiente (1):

$$\frac{i_m}{i_p} = \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$$

donde i_m e i_p son los valores eficaces de corriente de portadora modulada y sin modular, respectivamente, medidos por el amperímetro térmico de antena y m, el grado de modulación.

---

(1) Siendo $e = E_0 (1 + m \operatorname{sen} \omega_s t) \operatorname{sen} \omega_0 t$ la ecuación de la onda de pulsación ω_0, modulada por la de pulsación ω_s, si se desarrolla el segundo miembro, resulta

$$e = E_0 \operatorname{sen} \omega_0 t + m \frac{E_0}{2} \cos (\omega_0 - \omega_s) t + m \frac{E_0}{2} \cos (\omega_0 + \omega_s) t.$$

La potencia de la portadora sin modular W_p es proporcional al cuadrado de E_0 y W_m, potencia de la onda modulada, es proporcional a

$$E_0^2 + m^2 \frac{E_0^2}{2}$$

luego:

$$W_p = k E_0^2$$

$$W_m = k \left(E_0^2 + m^2 \frac{E_0^2}{2} \right)$$

y dividiendo miembro a miembro,

$$\frac{W_m}{W_p} = 1 + \frac{m^2}{2}$$

o bien:

$$\frac{i_m^2 \cdot Z\,a}{i_p^2\, Z\,a} = \frac{i_m^2}{i_p^2} = 1 + \frac{m^2}{2}$$

$$\frac{i_m}{i_p} = \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$$

EJEMPLO 1. En una emisora «Standard» de telefonía comercial se obtienen en el amperímetro de antena las siguientes lecturas:

Portadora sin modular: $i_p = 2$ amperios

Portadora modulada: $i_m = 2{,}20$ »

$$m = \sqrt{2\left(\frac{i_m^2}{i_p^2} - 1\right)}$$

y sustituyendo valores,

$$m = \sqrt{2 \times (1{,}21 - 1)} = 0{,}65;$$

luego el porcentaje de profundidad de modulación ($100 \times m$) es 65.

La medida de la profundidad de modulación por medio del osciló-grafo se puede efectuar por dos procedimientos distintos: por análisis

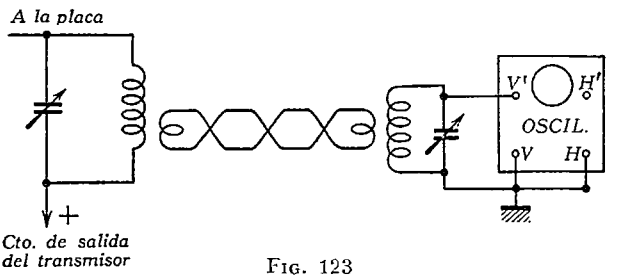


FIG. 123

de la imagen de la envolvente de la onda modulada y de la imagen trapezoidal. El montaje para estudiar la envolvente de modulación (fig. 123) comprende un oscilógrafo de rayos catódicos, con barrido horizontal de frecuencia regulable, en cuyas placas verticales se aplica la portadora modulada que emite el equipo en prueba. Se acopla ligeramente una espira de conductor a la salida del equipo transmisor, llevando los terminales de aquélla a las bornas VV' que corresponden a las placas verticales del oscilógrafo. Sobre la pantalla del oscilógrafo se retratará una imagen de la portadora recortada por la envolvente de audiofrecuencia. Sincronizando la frecuencia de barrido horizontal con la audiofrecuencia moduladora, se llegará a fijar la imagen de la envolvente, lo que facilita su estudio.

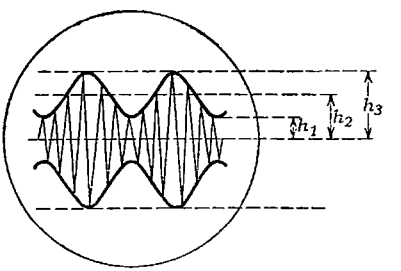


FIG. 124

Para simplificar el análisis se modulará la portadora con una nota pura de audiofrecuencia generada por un oscilador patrón, obteniéndose en la pantalla del oscilógrafo una imagen de envolvente sinusoidal pura (fig. 124), que hace más fácil la medida del porcentaje de modulación.

El tanto por ciento de modulación de la onda reproducida en la figura 124, se obtiene por las fórmulas:

$$100 \times m = \frac{h_2 - h_1}{h_2} \times 100 \text{ (modulación crestas negativas)} \quad \text{(IV, 2)}$$

$$100 \times m = \frac{h_3 - h_2}{h_2} \times 100 \text{ (modulación crestas positivas),}$$

donde h_2 es la amplitud de la portadora sin modular, h_1 la amplitud mínima,

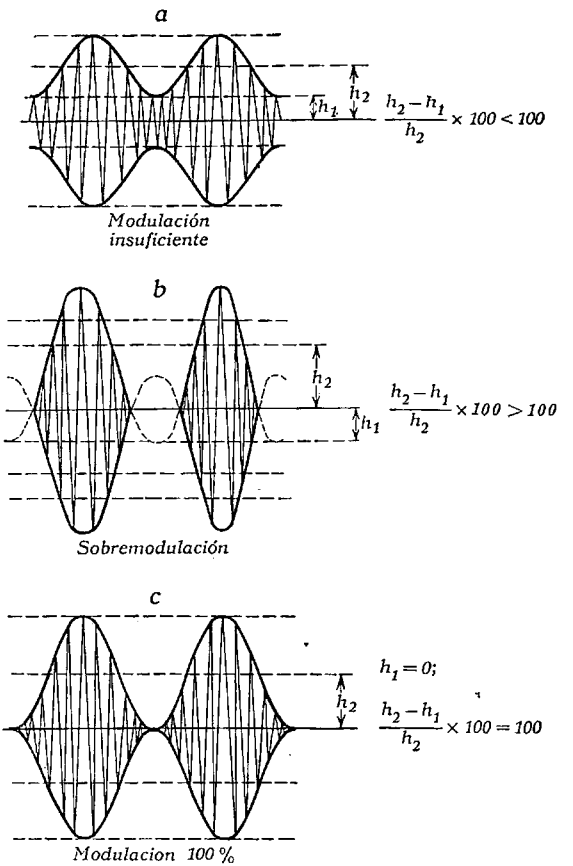


FIG. 125

y h_3 la amplitud máxima. No resulta fácil medir sobre la envolvente, salvo en los casos en que se utilice como moduladora una nota de frecuencia invariable, con suficiente exactitud los valores de h_2 y h_1. Solamente son fácilmente apreciables (fig. 125 *a* y *b*) los casos de insufi-

ciencia de modulación y sobremodulación. Sólo con una gran práctica de observación e interpretación de las imágenes del oscilógrafo, se llegan a

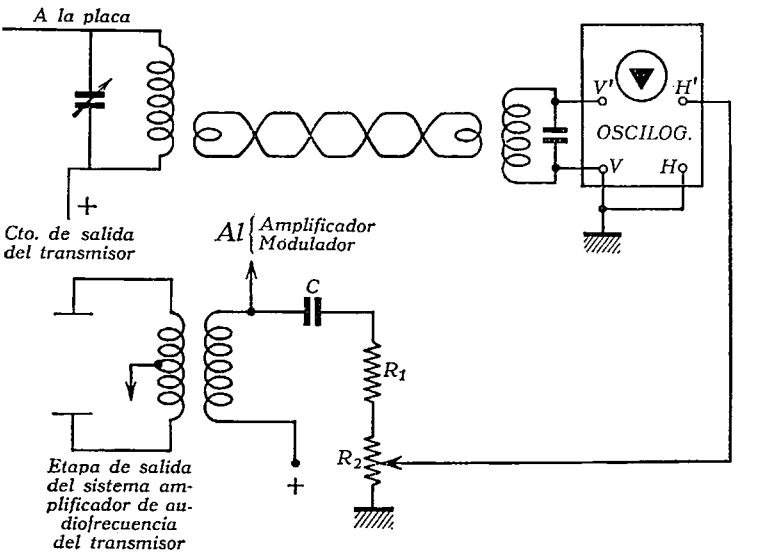


FIG. 126

apreciar distorsiones por deformación de la característica de modulación.

Para apreciar los efectos de distorsión introducidos por un modulador, resulta más adecuada la imagen trapezoidal de la modulación, que, en definitiva, es una reproducción gráfica de la característica de modulación.

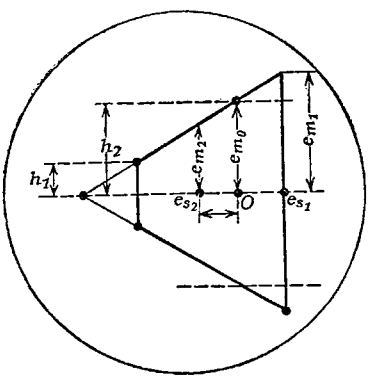


FIG. 127

Para obtener la imagen trapezoidal se aplica a las placas verticales del oscilógrafo la señal de radiofrecuencia modulada f_m, y a las horizontales, como frecuencia de barrido, la onda de audiofrecuencia moduladora f_s (fig. 126). A cada desviación horizontal del rayo catódico producida por la tensión instantánea de f_s, $e_{s,1}$, $e_{s,2}$, $e_{s,3}$ ... (fig. 127), corresponde una desviación vertical $e_{m,1}$, $e_{m,2}$, $e_{m,3}$, etc., de modo que las tensiones instantáneas de la envolvente de modulación e_m son proporcionales a las tensiones instantáneas e_s, es decir,

$$\frac{e_{s,1}}{e_{m,1}} = \frac{e_{s,2}}{e_{m,2}} = \frac{e_{s,3}}{e_{m,3}} = \ldots = k,$$

resultando una característica lineal de modulación cuando la etapa moduladora no introduce distorsión. El porcentaje de profundidad de modulación se obtiene, comparando las características trapezoidal y de envolvente de onda, por medio de la fórmula (IV, 2), introduciendo

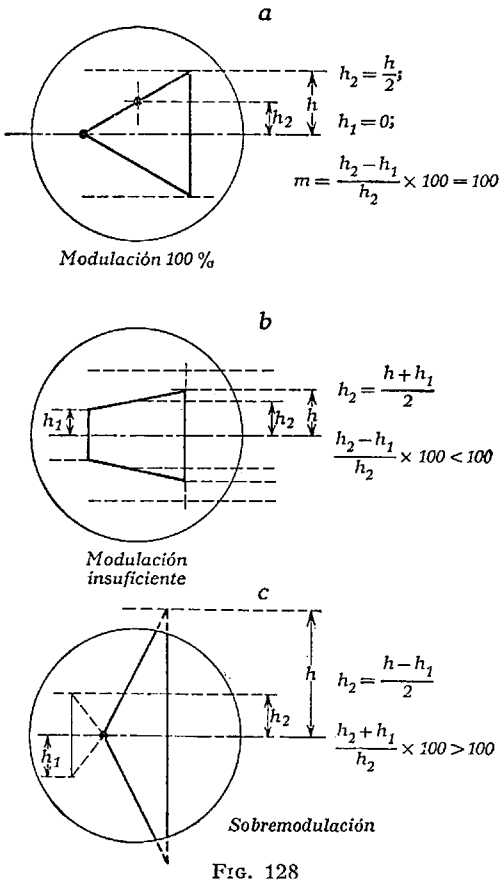


FIG. 128

los valores de h_1 y h_2 dados en la figura 125. Por consiguiente, la imagen triangular (fig. 128 *a*) indica una profundidad de modulación del 100 %, puesto que $h_1 = 0$ y, por tanto, $m = 1$. La imagen trapecial de la figura 128 *b* indica ($h_1 = 1$ y $h_2 = \frac{4}{5}$) un porcentaje de modulación

$$100 \times m = \frac{h_2 - h_1}{h_2} \times 100 = 25\,\%.$$

La figura 128 *c* muestra la característica de modulación en un caso de exceso de modulación ($h_1 = -1$ y $h_2 = 1$):

$$100 \times m = \frac{h_2 - h_1}{h_2} \times 100 = 200\,\%.$$

Cuando los lados $A\,B$ y $A\,C$ del contorno de la imagen trapezoidal no son rectos, sino que forman curvas convexas (fig. 129 *a*) o cóncavas (fig. 129 *b*), se destruye la linealidad de la modulación, y, por tanto, la envolvente de modulación no es la fiel reproducción de la onda moduladora, sino que aparece deformada. Si la modulación es lineal, h_2 corresponde a la amplitud de la portadora en ausencia de modulación; en caso contrario, la amplitud de la portadora sufre variaciones al ser modulada, por condiciones anormales de funcionamiento de la etapa moduladora.

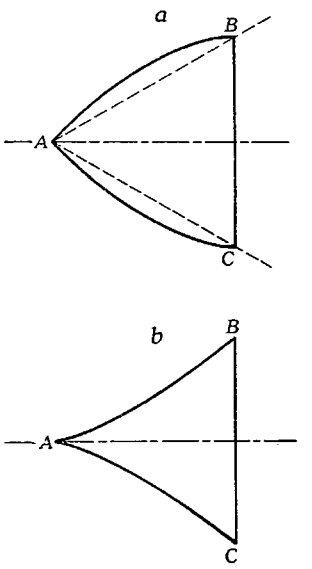


FIG. 129

Medidor de modulación de lectura directa. Si se aplica a la entrada del detector lineal de la figura 130 una portadora modulada

$$e = E_0\,(1 + m\ \text{sen}\ \omega_s\,t)\cdot \text{sen}\ \omega_0\,t_0,$$

para $C\,R$ grande respecto del período de la portadora de alta frecuencia y pequeña respecto del período de la onda moduladora, la tensión desarrollada entre los extremos de la resistencia de carga R es:

$$e_d = E\,(1 + m\ \text{sen}\ \omega_s\,t)$$

$$e_d = E + m\,E\ \text{sen}\ \omega_s\,t.$$

El valor de m se determina a partir de los valores de I_0 (corriente continua a través de R) medidos por el amperímetro M_1, y de $E_m = m\cdot E$ (valor máximo de la tensión alterna de pulsación ω_s establecida entre los extremos de R) medido por el voltímetro de válvula V_v, por medio de la relación

$$m = \frac{E_m}{E}; \qquad \text{o también,} \qquad m = \frac{E_m}{R\,I_0} \qquad \text{puesto que } E = R\,I_0.$$

Regulando R' para ajustar I_0 a un valor constante, se puede graduar el instrumento V_v directamente en valores del índice de modulación m, o en porcentajes de modulación ($100 \times m$).

En efecto, para $R\,I_0 = 10^3$, por ejemplo, se tiene:

$E_m = 10$;	$m = 0{,}01$	$m\,\% = 1$
$E_m = 20$;	$m = 0{,}02$	$m\,\% = 2$
.....	.....	
$E_m = 100$;	$m = 0{,}1$	$m\,\% = 10$
.....	.....	
$E_m = 1000$;	$m = 1$	$m\,\% = 100$

Moduladores de M F. Una onda portadora de frecuencia f_0 modulada por una audiofrecuencia f_s, tiene un índice de modulación m determinado por la expresión

$$m = \frac{\triangle f_0}{f_s}$$

donde $\triangle f_0$ es la desviación de frecuencia producida en la portadora por la modulación. Esta modulación produce en la portadora un espectro de

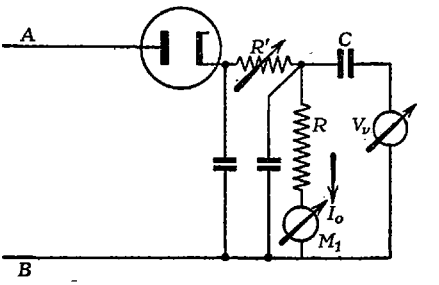


FIG. 130

audiofrecuencias cuyas amplitudes centrales son proporcionales a $J_0(m)$, siendo $J_0(m)$ la función Bessel de orden 0 del argumento m (1).

(1) La corriente instantánea de una onda de pulsación Ω se expresa por

$$i_0 = I_0 \text{ sen } \Omega t \qquad \text{(A)}$$

Si se hace variar Ω en función de sen ωt, se tiene

$$\Omega_t = \Omega + \triangle\Omega \text{ sen } \omega t;$$

pero además se verifica para $\Omega_t \cdot t = a_t$,

$$\Omega_t = \frac{d(a_t)}{dt}$$

siendo Ω_t la pulsación o velocidad angular, y Ωt el ángulo barrido por el radio OA en el tiempo t, y

$$a_t = \int \Omega_t \cdot dt = \int (\Omega + \triangle\Omega \text{ sen } \omega t)\, dt =$$

$$= \Omega t + \frac{\triangle\Omega}{\omega} \cos \omega t = \Omega t + \frac{\triangle\Omega}{2\pi f_s} \cos \omega t.$$

Tomando $\qquad \frac{\triangle\Omega}{2\pi} = \triangle f_0$

resulta $\qquad a_t = \Omega t + \frac{\triangle f_0}{f_s} \cos \omega t,$

que, sustituído en (A), da

$$i_0 = I_0 \text{ sen } \left[\Omega t + \frac{\triangle f_0}{f_s} \cos \omega t\right] \qquad \text{(B)}$$

Para simplificar la escritura se hace:

$$\Omega t = a; \qquad \frac{\triangle f_0}{f_s} = m \qquad \text{y} \qquad \omega t = \theta,$$

Como la gráfica de esta función tiene la forma de una oscilación amortiguada (fig. 131), para $m = 0$, o sea en ausencia de modulación,

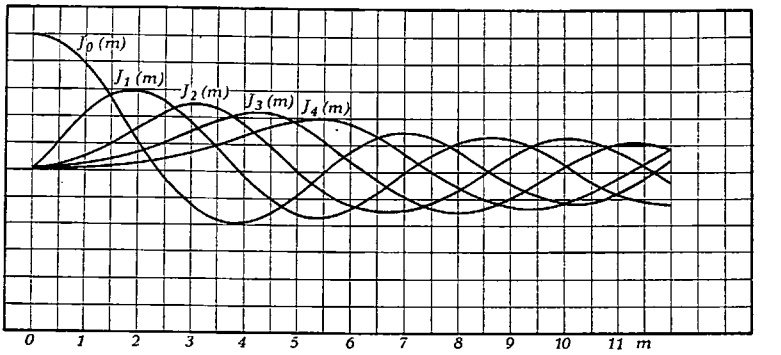


FIG. 131

solamente queda la amplitud de la portadora; pero, a medida que aumenta el valor de m, van apareciendo puntos de amplitud de por-

---

valores que, sustituídos en (B), dan por resultado

$$i_0 = I_0 \text{ sen } (\alpha + m \cdot \cos \theta),$$

y desarrollando el segundo miembro,

$$i_0 = I_0 \left[\text{sen } \alpha \cdot \cos (m \cos \theta) + \cos \alpha \cdot \text{sen } (m \cos \theta)\right]. \qquad (C)$$

Recordando la relación

$$\cos \theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$$

resulta

$$\cos (m \cos \theta) = \cos \left[\frac{m}{2} (e^{j\theta} + e^{-j\theta})\right]$$

y

$$\text{sen } (m \cos \theta) = \text{sen } \left[\frac{m}{2} (e^{j\theta} + e^{-j\theta})\right].$$

Desarrollando en serie las expresiones anteriores

$$\cos (m \cos \theta) = 1 - \frac{(m/2)^2}{2!} (e^{j\theta} + e^{-j\theta})^2 + \frac{(m/2)^4}{4!} (e^{j\theta} + e^{-j\theta})^4 - \ldots$$

$$\ldots \pm \frac{(m/2)^{2p}}{(2p)!} (e^{j\theta} + e^{-j\theta})^{2p} \qquad (D)$$

$$\text{sen } (m \cos \theta) = \frac{(m/2)}{1!} (e^{j\theta} + e^{-j\theta}) - \frac{(m/2)^3}{3!} (e^{j\theta} + e^{-j\theta})^3 + \ldots$$

$$\ldots \pm \frac{(m/2)^{2p+1}}{(2p+1)!} (e^{j\theta} + e^{-j\theta})^{2p+1} \qquad (E)$$

tadora nula, correspondientes a los nodos de la función Bessel de la figura 131, y reapareciendo puntos de amplitud máxima de valores decrecientes que corresponden a los máximos de la función.

El procedimiento de medida es el siguiente: con un receptor de *MA* se sintoniza la onda portadora en ausencia de modulación y se bate

---

Haciendo operaciones en (D) se obtiene:

$$\cos(m\cos\theta) = 1 - \frac{(m/2)^2}{2!}\left[e^{j2\theta} + 2e^{j(\theta-\theta)} + e^{-j2\theta}\right] + \frac{(m/2)^4}{4!} \times$$

$$\times \left[e^{j4\theta} + 4e^{j3\theta}e^{-j\theta} + 6e^{j2\theta}e^{-j2\theta} + 4e^{j\theta}e^{-j3\theta} + e^{-j4\theta}\right] + \ldots$$

$$\ldots + (-1)^p \frac{(m/2)^{2p}}{(2p)!}\left[\binom{2p}{0}e^{j2p\theta} + \binom{2p}{1}e^{j(2p-1)\theta}e^{-j\theta} + \ldots + \binom{2p}{2p}e^{-j2p\theta}\right]$$

y ordenando respecto de $(e^{j\theta} + e^{-j\theta})$:

$$\cos(m\cos\theta) = 1 - \frac{2(m/2)^2}{2!} + \frac{6}{4!}(m/2)^4 - \frac{20}{6!}(m/2)^6 + \ldots$$

$$\ldots + \frac{(-1)^i}{(2i)!}\binom{2i}{i}(m/2)^{2i} - (e^{j2\theta} + e^{-j2\theta}) \times$$

$$\times\left[\frac{(m/2)^2}{2!} - \frac{(m/2)^4}{4!}\binom{2+2}{1} + \frac{(m/2)^6}{6!}\binom{2+4}{2} - \ldots + (-1)^i \frac{(m/2)^{2+2i}}{(2+2i)!}\binom{2+2i}{i}\right] + \ldots$$

$$\ldots + (-1)^n (e^{j2n\theta} + e^{-j2n\theta})\left[\frac{(m/2)^{2n}}{(2n)!} - \frac{(m/2)^{2(n+1)}}{[(2n+1)]!}\binom{2(n+1)}{1} + \ldots\right.$$

$$\left. \ldots + (-1)^i \frac{(m/2)^{2(n+i)}}{[2(n+i)]!}\binom{2(n+i)}{i}\right] \qquad (F)$$

Operando de la misma forma para sen $(m\cos\theta)$, resulta:

$$\operatorname{sen}(m\cos\theta) = (e^{j\theta} + e^{-,\theta})\left[\frac{(m/2)}{1!} - \frac{(m/2)^3}{3!}\binom{1+2}{1} + \ldots\right.$$

$$\left. \ldots + (-1)^i \frac{(m/2)^{1+2i}}{(1+2i)!}\binom{1+2i}{i}\right] - (e^{j3\theta} + e^{-j3\theta}) \times$$

$$\times\left[\frac{(m/2)^3}{3!} - \frac{(m/2)^5}{5!}\binom{3+2}{2} + \ldots + (-1)^i \frac{(m/2)^{3+2i}}{(3+2i)!}\binom{3+2i}{i}\right] + \ldots$$

$$\ldots + (-1)^n (e^{j(2n+1)\theta} + e^{-j(2n+1)\theta})\left[\frac{(m/2)^{2n+1}}{(2n+1)!} -\right.$$

$$\left. - \frac{(m/2)^{2n+3}}{(2n+3)!}\binom{2n+3}{1} + \ldots + (-1)^i \frac{(m/2)^{2n+1+2i}}{(2n+1+2i)!}\binom{2n+1+2i}{i}\right] \qquad (G)$$

Para simplificar, se escribe:

$$J_n(m) = \frac{(m/2)^n}{n!} - \frac{(m/2)^{n+2}}{(n+2)!}\binom{n+2}{1} + \frac{(m/2)^{n+4}}{(n+4)!} - \ldots$$

$$\ldots + (-1)^i \frac{(m/2)^{n+2i}}{(n+2i)!}\binom{n+2i}{i}$$

con una señal de radiofrecuencia generada por un oscilador patrón y aplicada a la antena del receptor. Si el margen del oscilador patrón no alcanza las elevadas radiofrecuencias usualmente empleadas como por-

---

o bien $$J_n = \sum_{i=0} \frac{(-1)^i}{i!\,(n+i)!}\,(m/2)^{n+2i}$$

y, por consiguiente,

$$J_0 = \sum_{i=0} \frac{(-1)^i}{(i!)^2}\,(m/2)^{2i}$$

$$J_1 = \sum_{i=0} \frac{(-1)^i}{i!\,(1+i)!}\,(m/2)^{1+2i}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$J_{2n} = \sum_{i=0} \frac{(-1)^i}{i!\,(2n+i)!}\,(m/2)^{2(n+i)}$$

$$J_{2n+1} = \sum_{i=0} \frac{(-1)^i}{i!\,(2n+1+i)!}\,(m/2)^{2(n+i)+1}$$

siendo J_0, J_1, J_2, ... y J_n las funciones Bessel de primera clase, órdenes 0, 1, 2, ... y n y argumento m.

Sustituyendo estas nuevas expresiones en (F) y (G), se tiene, como forma simplificada de (C):

$$i_0 = I_0 \left[\operatorname{sen} \alpha \left(J_0 - J_2 \left(e^{j2\theta} + e^{-j2\theta}\right) + J_4 \left(e^{j4\theta} + e^{-j4\theta}\right) - \ldots \right.\right.$$

$$\left. \ldots + (-1)^n J_{2n} \left(e^{j2n\theta} + e^{-j2n\theta}\right)\right) + \cos \alpha \left(J_1 \left(e^{j\theta} + e^{-j\theta}\right) - \right.$$

$$\left.\left. - J_3 \left(e^{j3\theta} + e^{-j3\theta}\right) + \ldots + (-1)^n J_{2n+1} \left(e^{j(2n+1)\theta} + e^{-j(2n+1)\theta}\right)\right)\right]$$

y tomando las expresiones $\left(e^{jn\theta} + e^{-jn\theta}\right)$ por su equivalencia en funciones circulares y recordando que se ha hecho $\alpha = \Omega\, t$ y $\omega\, t = \theta$, resulta:

$$i_0 = I_0 \left[J_0 \operatorname{sen} \Omega\, t - J_2 \operatorname{sen} \Omega\, t \cdot 2 \cos 2\,\omega\, t + \ldots + (-1)^n J_{2n} \operatorname{sen} \Omega\, t \times \right.$$

$$\left. \times\, 2 \cos 2n\,\omega\, t \right] + \left[J_1 \cos \Omega\, t \cdot 2 \cos \omega\, t - J_3 \cos \Omega\, t \cdot 2 \cos 3\,\omega\, t + \ldots \right.$$

$$\left. \ldots + (-1)^n J_{2n+1} \cos \Omega\, t \cdot \cos (2n+1)\,\omega\, t \right] \qquad \text{(H)}$$

y desarrollando las funciones circulares, resulta finalmente:

$$i_0 = I_0 \left[J_0 \operatorname{sen} \Omega t + J_1 \left(\cos (\Omega + \omega) t + \cos (\Omega - \omega) t \right) - J_2 \left(\operatorname{sen} (\Omega + 2\omega) t + \right.\right.$$

$$\left. + \operatorname{sen} (\Omega - 2\omega)\, t \right) - J_3 \left(\cos (\Omega + 3\omega)\, t + \cos (\Omega - 3\omega)\, t \right) + \ldots$$

$$\ldots + (-1)^n \left[J_{2n} \left(\operatorname{sen} (\Omega + 2n\omega) t + \operatorname{sen} (\Omega - 2n\omega)\, t \right) + J_{2n+1} \times \right.$$

$$\left.\left. \times \left(\cos (\Omega + [2n+1]\,\omega)\, t + \cos (\Omega - [2n+1]\,\omega)\, t \right) \right] \right]$$

tadoras de frecuencia modulada, se batirá sobre el canal de frecuencia intermedia; lo que exige radiofrecuencias más bajas.

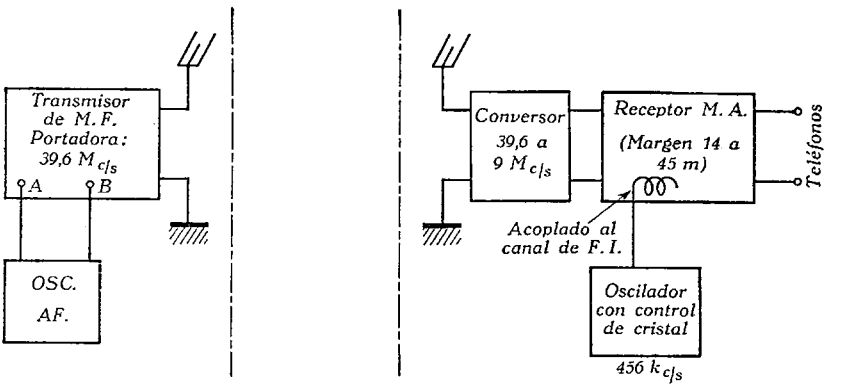


FIG. 132

Hecha esta disposición, se modula el transmisor de *MF* en prueba, aumentando lentamente la amplitud de la audiofrecuencia moduladora,

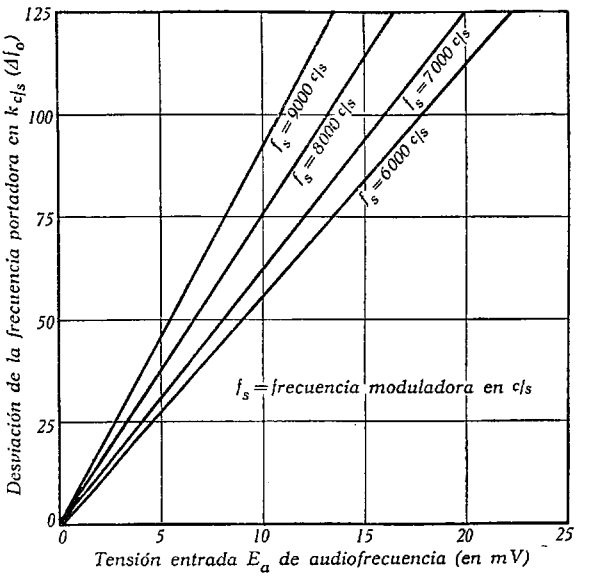


FIG. 133

---

donde se pone en evidencia la presencia de infinitas bandas laterales de modulación, así como la dependencia de la amplitud de la portadora ($I_0 J_0$ sen Ωt) del índice de modulación *m*. La amplitud de las bandas laterales depende asimismo de los valores de las funciones J_1, J_2, ... J_n y, por consiguiente, de *m* (fig. 131).

y cada vez que el índice de modulación pase por uno de los valores en que la función Bessel se anula, se extinguirá la portadora sintonizada.

La primera extinción corresponde a un índice de modulación $m=2,4$, lo que permite, conociendo la audiofrecuencia moduladora f_s, determinar inmediatamente la desviación de frecuencia de la portadora.

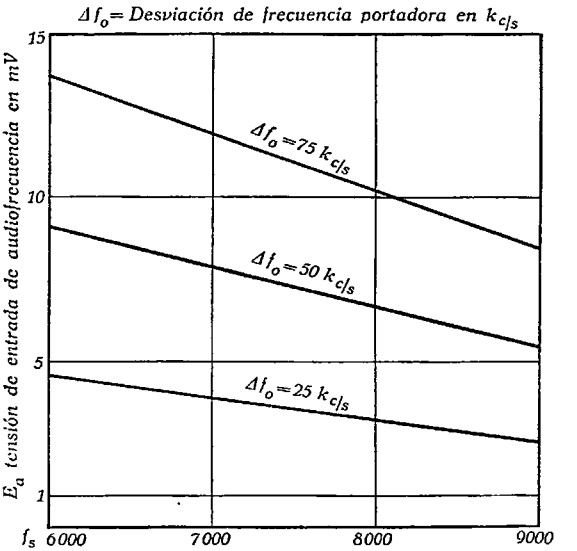


FIG. 134

Los valores de m correspondientes a las sucesivas extinciones de portadora son los siguientes:

1.ª	extinción	de portadora	$m = 2,4$
2.ª	»	»	» = 5,52
3.ª	»	»	» = 8,65
4.ª	»	»	» = 11,8
5.ª	»	»	» = 14,93
6.ª	»	»	» = 18,07
7.ª	»	»	» = 21,21
8.ª	»	»	» = 24,35

Esta experiencia puede resultar difícil si no se tiene la precaución de emplear una audiofrecuencia moduladora de frecuencia elevada para que las bandas laterales queden fuera de la banda de paso de la FI del receptor.

Debe cuidarse, sin embargo, que la audiofrecuencia moduladora empleada no sea excesivamente alta, porque puede quedar fuera de los límites de la respuesta del sistema modulador del transmisor.

EJEMPLO 2. A continuación se detalla el proceso seguido para determinar el índice de modulación de una emisora de *MF* de características:

Frecuencia portadora..... 39,6 Mc/s.
Desviación máxima de frecuencia..... ± 75 kc/s.

Como receptor de prueba se emplea un equipo de tráfico (*MA*), con oscilador local de batido, dotado de un conversor que amplía la gama de sintonía del receptor hasta los 45 Mc/s, y como generador de audiofrecuencia un oscilador patrón de baja frecuencia cuya gama de frecuencias se extiende de 0 a 15000 c/s.

Para la medida se ajusta el generador de audiofrecuencia, para producir una oscilación comprendida entre 6 y 10 kc/s. La señal producida por este generador

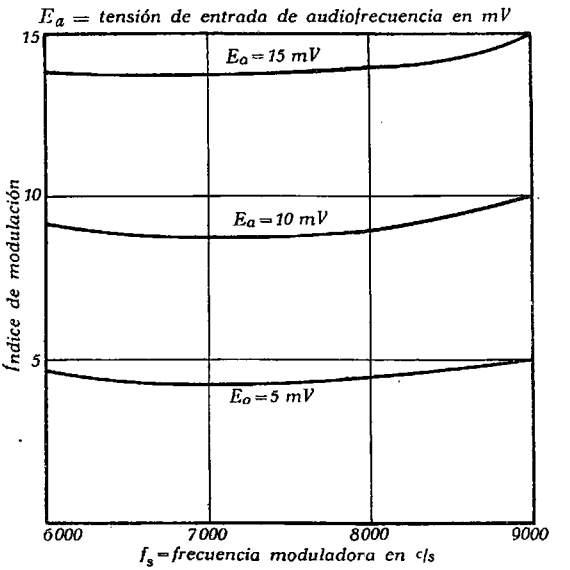


FIG. 135

se aplica directamente en los terminales *A* y *B* del primario del transformador de entrada de la etapa moduladora del transmisor de *MF*, correctamente ajustado (fig. 132).

La onda portadora de 39,6 Mc/s modulada en frecuencia, generada por dicho transmisor, se recibe, a través del conversor de frecuencia, por el receptor de *MA*, en la gama de onda corta (6,5 a 21,5 Mc/s.) Con modulación nula (generador de audiofrecuencia desconectado del transformador de entrada del transmisor) se sintoniza el receptor a la frecuencia portadora del transmisor. Se comprueba la exacta sintonía por la nota de batido obtenida a la salida del receptor, produciéndose la interrupción del tono audible de batido al suprimir la portadora. Al principio de la experiencia, la tensión E_a de salida del generador de audiofrecuencia se ajusta al mínimo, y a partir de estas condiciones, se va incrementando la tensión E_a hasta obtener la primera anulación de portadora, revelada por la interrupción de la nota de batido. Dada esta condición, se registrará en una tabla (véase tablas IV, V, VI y VII) el valor de la tensión de salida E_a del generador de audiofrecuencia, expresado en milivoltios, y la frecuencia f_s dada por el oscilador de audiofrecuencia, expresada en ciclos por segundo.

Se seguirá incrementando la salida de audiofrecuencia hasta obtener una segunda anulación de portadora, registrándose los datos como en el caso anterior.

TABLA IV

Amplitud de portadora	E_a (mV)	$m = \frac{\triangle f_0}{f_s}$	$\triangle f_0$ (kc/s)
0	2,61	2,4	14,4
—	—	—	—
0	6	5,52	33,12
—	—	—	—
0	9,4	8,65	51,9
—	—	—	—
0	16,1	14,93	89,58
—	—	—	—
0	20	18,07	108,42

f_s = 6000 c/s.

TABLA V

Amplitud de portadora	E_a (mV)	$m = \frac{\triangle f_0}{f_s}$	$\triangle f_0$ (kc/s)
0	2,6	2,4	16,8
—	—	—	—
0	6,2	5,52	38,64
—	—	—	—
0	9,85	8,65	60,55
—	—	—	—
0	13,3	11,8	82,6
—	—	—	—
0	16,9	14,93	104,51
—	—	—	—
0	20,5	18,07	126,49

f_s = 7000 c/s.

TABLA VI

Amplitud de portadora	E_a (mV)	$m = \frac{\triangle f_0}{f_s}$	$\triangle f_0$ (kc/s)
0	2,6	2,4	19,2
—	—	—	—
0	5,9	5,52	44,16
—	—	—	—
0	9,2	8,65	69,20
—	—	—	—
0	12,7	11,8	94,4
—	—	—	—
0	16	14,93	119,44
—	—	—	—
0	19;5	18,07	144,56

f_s = 8000 c/s.

TABLA VII

Amplitud de portadora	E_a (mV)	$m = \frac{\triangle f_0}{f_s}$	$\triangle f_0$ (kc/s)
0	2,39	2,4	21,6
—	—	—	—
0	5,4	5,52	49,68
—	—	—	—
0	8,7	8,65	77,85
—	—	—	—
0	11,5	11,8	106,2
—	—	—	—
0	14,9	14,93	134,37
—	—	—	—
0	18	18,07	162,63

f_s = 9000 c/s.

Así, sucesivamente, se llegarán a obtener todas las subsiguientes extinciones de portadora hasta el límite impuesto por la salida máxima del generador de audiofrecuencia.

Los resultados obtenidos para los siguientes valores de audiofrecuencia:

$$f_{s1} = 6000 \text{ c/s.}$$
$$f_{s2} = 7000 \text{ »}$$
$$f_{s3} = 8000 \text{ »}$$
$$f_{s4} = 9000 \text{ »}$$

se reflejan en las tablas de la página anterior.

La representación gráfica de los fenómenos registrados en estas tablas se da en las figuras 133, 134 y 135.

La figura 133 da las curvas representativas de la función

$$\triangle f_0 = F(E_a)_{f_s},$$

la figura 134 las de la función

$$E_a = \varphi(f_s)\triangle_{f_0},$$

y la figura 135 las de la función

$$m = \psi(f_s)_{E_a}.$$

5. Medida de la distorsión. La señal de audiofrecuencia f_a que modula la portadora de radiofrecuencia f_p, generada por el transmisor,

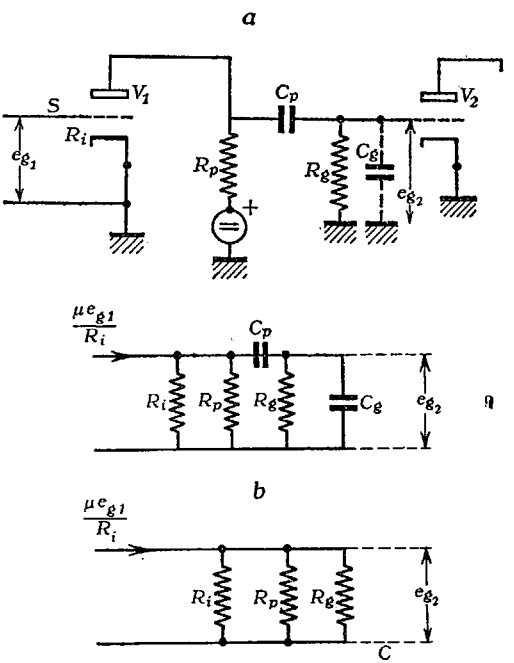


FIG. 136

experimenta tres clases de distorsión: distorsión de frecuencia debida a las diferentes amplificación y atenuación de las señales según sus distintas frecuencias; distorsión de fase, producida por el distinto retraso

o adelanto que determinan las características de los circuitos sobre las ondas de diferentes frecuencias; y distorsión no lineal o armónica determinada por la curvatura de las características de las válvulas que intervienen en la amplificación de audiofrecuencia y modulación.

Medida de la distorsión lineal (de frecuencia y fase)

A. Determinación de la respuesta de etapas amplificadoras acopladas por resistencia - capacidad

Dado el sistema de la figura 136, en el cual R_i es la resistencia interna de la válvula V_1; R_p la resistencia de carga de ánodo de la misma, C_p el condensador de acoplo, R_g la resistencia de escape de la rejilla de la válvula V_2, C_g la suma de las capacidades parásitas de entrada de V_2, S la pendiente de la característica de V_1, e_{g1} la tensión de excitación de la rejilla de V_1, y e_{g2} la tensión de excitación de V_2, se define la ganancia del paso amplificador constituído por la válvula V_1 por la expresión

$$G = \frac{e_{g2}}{e_{g1}}$$

Aplicando el teorema de Thevenin, el circuito de la figura 136 *a*, se convierte en el equivalente de la figura 136 *b*.

a) *Ganancia en frecuencias medias.* Para estas frecuencias, X_{C_p} es prácticamente nula, y X_{C_g} es muy elevada; por consiguiente, el circuito de la figura 136 *b* se simplifica, convirtiéndose en el de la figura 136 *c*.

En este último se verifica:

$$e_{g2} = \frac{\mu\, e_{g1}}{R_i} \cdot R,$$

siendo $R = R_i // R_p // R_g$,

de donde $$e_{g2} = e_{g1} \cdot S \cdot R$$

$$\left(\frac{\mu}{R_i} = S\right)$$

y, en suma, $$G_m = \frac{e_{g2}}{e_{g1}} = S \cdot R$$

b) *Ganancia en frecuencias elevadas.* Para estas frecuencias, X_{Cp} es prácticamente nula; en cambio, X_{Cg} debe ser tenida en cuenta. Hallando el circuito equivalente, mediante el teorema de Thevenin, se llega al de la figura 137.

Para este circuito se verifica

$$e_{g2} = \frac{\mu\, e_{g1}}{R_i} \cdot R // X_{Cg},$$

o bien,

$$\frac{e_{g2}}{e_{g1}} = S \cdot R \cdot \frac{-j X_{Cg}}{R - j X_{Cg}} = G_m \cdot \frac{-j X_{Cg}}{R - j X_{Cg}}$$

y finalmente,

$$G_a = G_m \cdot \frac{1}{1 - \dfrac{R}{j\,X_{Cg}}} = G_m \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \dfrac{R^2}{X_{Cg}^2}}}$$

Se llama frecuencia de corte para la gama de frecuencias elevadas a aquella para la cual el valor de la ganancia se reduce al 70 % de la G_m, es decir,

$$G_a \text{ (frec. corte)} = G_m \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

condición que se cumple cuando

$$1 + \frac{R^2}{X_{Cg}^2} = 2, \quad \text{es decir,} \quad R = X_{Cg}$$

de la cual expresión se deduce

$$f_{\text{sup.}} = \frac{1}{2\,\pi\,R\,C_g}$$

c) *Ganancia en frecuencias bajas.* En este caso, X_{Cg} es muy elevada, y puede despreciarse por estar montada en paralelo. La capacitancia X_{Cp} es grande, y debe ser tenida en cuenta por estar montada en serie.

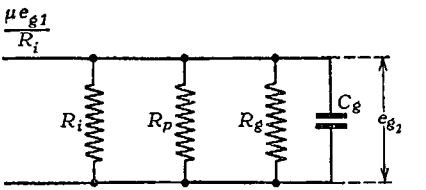


FIG. 137

Aplicando el teorema de Thevenin se obtiene el circuito equivalente de la figura 138 *a*.

En este circuito se ha hecho

$$R' = R_i // R_p$$

Si a este último circuito se aplica el caso recíproco del teorema de Norton, se obtiene el circuito de la figura 138 *b*.

Para este circuito se verifica:

$$\frac{\dfrac{\mu\, e_{g1}}{R_i} \cdot R'}{R' + R_g - j\,X_{Cp}} \cdot R_g = e_{g2}$$

$$G_b = \frac{e_{g2}}{e_{g1}} = \frac{S \cdot R' \cdot R_g}{R' + R_g - j\,X_{Cp}}$$

y dividiendo numerador y denominador por $R' + R_g$, resulta:

$$G_b = \frac{S \cdot R}{1 - \frac{j X_{C_p}}{R' + R_g}} = G_m \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{X_{C_p}^2}{(R' + R_g)^2}}}$$

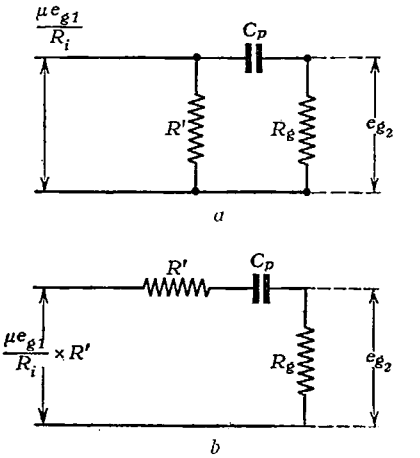


FIG. 138

Asimismo se llama frecuencia de corte para las frecuencias bajas a aquella para la cual el valor de la ganancia se reduce al 70 % de la G_m, es decir,

$$G_b \text{ (frec. corte)} = G_m \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

condición que se cumple cuando

$$X_{C_p} = R' + R_g,$$

de la cual expresión se deduce

$$f_{\text{inf.}} = \frac{1}{2\pi (R' + R_g) C_p}$$

La curva de respuesta de un amplificador se da, a modo de ejemplo, en la figura 139.

B. Determinación de la respuesta de la etapa de salida acoplada por transformador al altavoz

El circuito representado en la figura 140 *a*, cuya inductancia de dispersión es L_d, se transforma, en el circuito equivalente de la figura 140 *b*, o mejor, haciendo intervenir la resistencia interna de la válvula R_i, en el circuito de la figura 140 *c*.

a) *Ganancia en frecuencias medias.* Para estas frecuencias, ωL_p es muy elevada, y puede despreciarse por estar montada en derivación. La inductancia ωL_d es pequeña y puede asimismo despreciarse. Por tanto, el circuito equivalente resultante es el de la figura 140 *d*, para el cual se puede escribir:

$$e_s \cdot n = \frac{\mu\, e_g}{R_i + R_p} \cdot R_p,$$

de donde

$$G_m = \frac{e_s}{e_g} = \frac{\mu\, R_p}{n\,(R_i + R_p)}$$

$$(R_p = R\, n^2)$$

b) *Ganancia de frecuencias elevadas.* ωL_p es aún más elevada que en el caso anterior, y puede, por consiguiente, despreciarse. En cam-

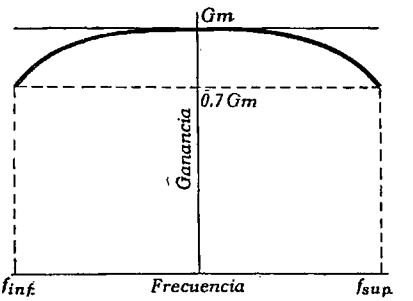


FIG. 139

bio, ωL_d se hace lo suficientemente grande para ser tenida en cuenta, resultando el circuito equivalente de la figura 140 *e*. En este circuito se verifica

$$\frac{\mu\, e_g}{(R_i + R_p + j\,\omega\, L_d)} \cdot R_p = e_s \cdot n,$$

de donde

$$G_a = \frac{e_s}{e_g} = \frac{\mu\, R_p}{n\,(R_i + R_p + j\,\omega\, L_d)}$$

multiplicando y dividiendo el denominador de esta expresión por $R_i + R_p$, resulta

$$G_a = \frac{\mu\, R_p}{n\,(R_i + R_p) \cdot \left(1 + \dfrac{j\,\omega\, L_d}{R_i + R_p}\right)}$$

es decir,

$$G_a = G_m \cdot \frac{1}{\left(1 + \dfrac{j\,\omega\, L_d}{R_i + R_p}\right)}$$

y tomando valores modulares,

$$G_a = G_m \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2 L_d^2}{(R_i + R_p)^2}}}$$

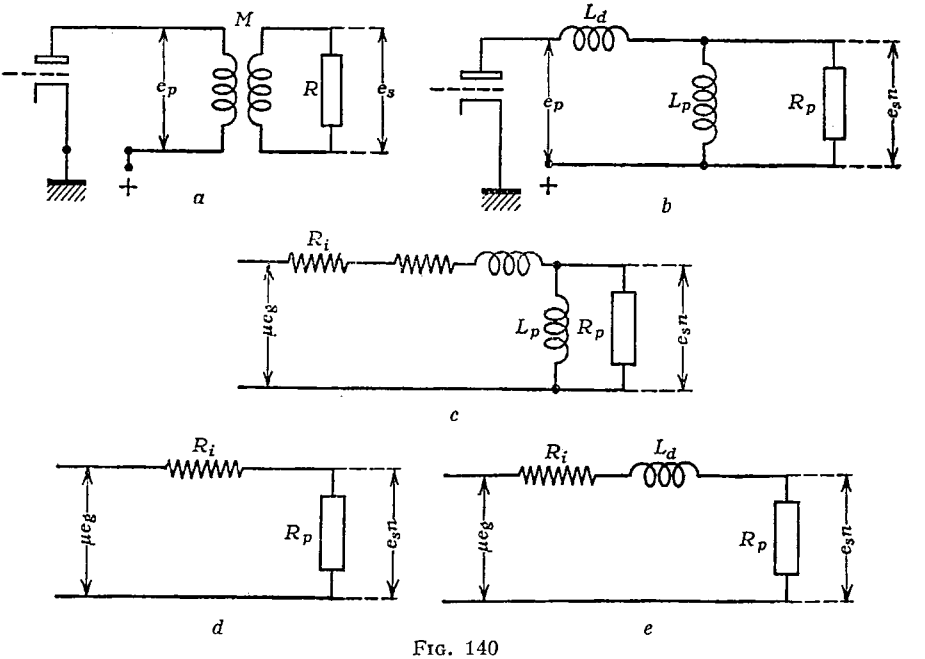


FIG. 140

Se llama frecuencia de corte para la gama de frecuencias elevadas a aquella para la cual el valor de la ganancia se reduce al 70 % de la G_m, es decir:

$$G_a \text{ (frec. corte)} = G_m \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

condición que se cumple cuando

$$1 + \frac{\omega L_d}{R_i + R_p} = 2, \quad \text{es decir,} \quad \omega L_d = R_i + R_p,$$

de la cual expresión se deduce

$$f_{\text{sup.}} = \frac{R_i + R_p}{2 \pi L_d}$$

c) *Ganancia en frecuencias bajas.* La inductancia ωL_d es pequeña, y puede despreciarse por estar montada en serie. ωL_p resulta lo suficientemente pequeña para ser tenida en cuenta, puesto que se encuen-

tra montada en paralelo, resultando el circuito de la figura 141. En este circuito se verifica:

$$\frac{\mu\, e_g}{R_i + \dfrac{R_p \cdot j\,\omega\, L_p}{R_p + j\,\omega\, L_p}} \cdot \frac{R_p \cdot j\,\omega\, L_p}{R_p + j\,\omega\, L_p} = e_s\, n$$

$$\frac{\mu\, e_g \cdot R_p \cdot j\,\omega\, L_p}{R_i\,(R_p + j\,\omega\, L_p) + j\,\omega\, L_p \cdot R_p} = e_s\, n$$

$$\frac{\mu\, e_g \cdot R_p \cdot j\,\omega\, L_p}{j\,\omega\, L_p\,(R_i + R_p) + R_i \cdot R_p} = e_s\, n$$

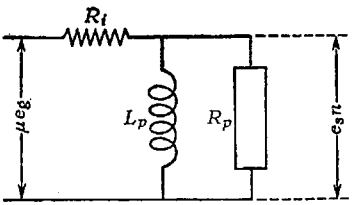


FIG. 141

multiplicando y dividiendo el denominador por $R_i + R_p$,

$$G_b = \frac{e_s}{e_g} = \frac{\mu\, R_p}{n\,(R_i + R_p)} \cdot \frac{j\,\omega\, L_p}{j\,\omega\, L_p + \dfrac{R_i \cdot R_p}{R_i + R_p}}$$

o sea, dividiendo numerador y denominador por $j\,\omega\, L_p$,

$$G_b = \frac{e_s}{e_g} = G_m \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{R_i \cdot R_p}{j\,\omega\, L_p\,(R_i + R_p)}} = G_m \cdot \frac{1}{1 - j\,\dfrac{R_i \cdot R_p}{\omega\, L_p\,(R_i + R_p)}}$$

o bien

$$G_b = G_m \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \dfrac{R_i^2 \cdot R_p^2}{\omega^2\, L_p^2\,(R_i + R_p)^2}}}$$

Se llama frecuencia de corte para la gama de frecuencias bajas, a aquella para la cual el valor de la ganancia se reduce al 70 % de la G_m, es decir,

$$G_b \text{ (frec. corte)} = G_m \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

condición que se cumple cuando

$$\omega\, L_p\,(R_i + R_p) = R_i \cdot R_p$$

de la cual expresión se deduce:

$$f_{\text{inf.}} = \frac{R_i \cdot R_p}{R_i + R_p} \cdot \frac{1}{2\,\pi\,L_p}$$

y haciendo $R_i // R_p = R'$ resulta, finalmente,

$$f_{\text{inf.}} = \frac{R'}{2\,\pi\,L_p}$$

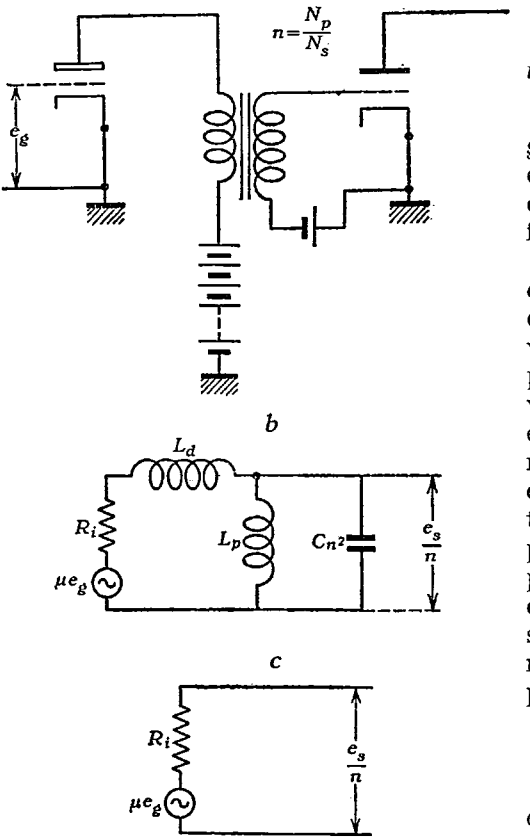


FIG. 142

C. Acoplamiento intervalvular por transformador

Sea el circuito de la figura 142 *a*, que, para su estudio, convertiremos en el circuito equivalente de la figura 142 *b*.

a) *Ganancia en frecuencias medias.* Para estas frecuencias, ωL_p es muy elevada, y puede despreciarse por estar montada en derivación; la inductancia ωL_d es pequeña, y puede asimismo despreciarse por estar en serie. La capacitancia de $n^2 C$ es grande, y por hallarse en derivación, puede despreciarse. Por consiguiente, el circuito resultante es el de la figura 142 *c*, para el cual se puede escribir:

$$\frac{e_s}{n} = \mu\, e_g,$$

de donde

$$G_m = \frac{e_s}{e_g} = \mu \cdot n$$

b) *Ganancia en frecuencias bajas.* Para estas frecuencias, ωL_p es pequeña, debiendo ser tenida en cuenta; ωL_d es pequeña, pudiendo despreciarse; la capacitancia de $n^2 C$ es muy grande, y puede despreciarse. Por tanto, el circuito resultante es el de la figura 143. En este circuito se verifica

$$\frac{e_s}{n} = \mu\, e_g \frac{j\,\omega\,L_p}{R_i + j\,\omega\,L_p}$$

de donde

$$G_b = \frac{e_s}{e_g} = \mu \cdot n \frac{\omega L_p}{\sqrt{R_i^2 + \omega^2 L_p^2}} = G_m \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R_i}{\omega L_p}\right)^2 + 1}}$$

Se llama frecuencia de corte para la gama de frecuencias bajas a aquella para la cual el valor de la ganancia se reduce al 70 % de la G_m, es decir,

$$G_b \text{ (frec. corte)} = G_m \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

condición que se cumple cuando

$$\omega L_p = R_i,$$

o sea,

$$f_{\text{inf.}} = \frac{R_i}{2 \pi L_p}$$

c) *Ganancia en frecuencias elevadas.* Para estas frecuencias, la inductancia de L_p es muy elevada, y puede despreciarse; la inductancia

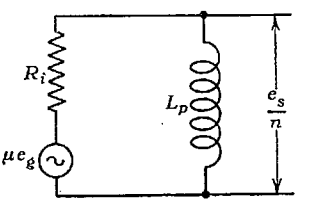


FIG. 143

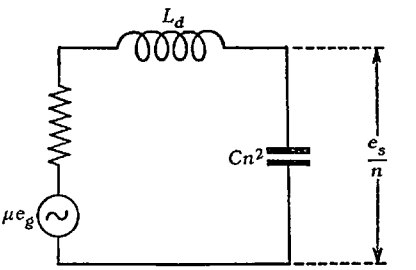


FIG. 144

de L_d es suficientemente grande, y debe tenerse en cuenta, así como la capacitancia de n^2 C, que se hace pequeña. El circuito resultante es el de la figura 144. Para este circuito se verifica, tomando $c = n^2 C$,

$$\frac{e_s}{n} = \mu e_g \frac{-j \cdot \frac{1}{\omega c}}{R i + j\left(\omega L_d - \frac{1}{\omega c}\right)}$$

de donde

$$G_a = \frac{e_s}{e_g} = G_m \cdot \frac{\frac{1}{\omega c}}{\sqrt{R_i^2 + \left(\omega L_d - \frac{1}{\omega c}\right)^2}}$$

dividiendo numerador y denominador por $\frac{1}{\omega c}$ y multiplicando

y dividiendo el primer término del denominador por ω_r^2, resulta

$$G_a = G_m \cdot \frac{1}{\sqrt{\omega^2 R_i{}^2 c^2 \frac{\omega_r^2}{\omega_r^2} + \omega^2 c^2 \left(\omega L_d - \frac{1}{\omega c}\right)^2}}$$

y como, además,

$$Q = \frac{\omega_r L_d}{R_p} \approx \frac{\omega_r L_d}{R_i} = \frac{1}{\omega_r c R_i}$$

resulta

$$G_a = G_m \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_r^2} \cdot \frac{1}{Q^2} + \omega^2 c^2 \left(\omega L_d - \frac{1}{\omega c}\right)^2}}$$

pero también se verifica que

$$\left(\omega L_d - \frac{1}{\omega c}\right)^2 = \frac{1}{\omega_r^2 c^2} \left(\frac{\omega_r}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_r}\right)^2$$

y sustituyendo en la expresión de la ganancia,

$$G_a = G_m \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{f^2}{f_r^2} \cdot \frac{1}{Q^2} + \left(1 - \frac{f^2}{f_r^2}\right)^2}}$$

Estudiando la expresión anterior para $f = f_r$, siendo f_r la frecuencia de resonancia de L_d y $n^2 C$, ocurre:

$$Q \begin{cases} > 1, \text{ aparece giba} \\ = 1, \text{ curva plana} \\ < 1, \text{ se pierde amplificación.} \end{cases}$$

Se toma, como más favorable, $Q = 1$, y entonces:

$$f_{\text{sup.}} = f_r$$

para la cual frecuencia, la ganancia es

$$G_a \approx G_m$$

MÉTODO DE MEDIDA. A los terminales M y N del transformador de entrada de audiofrecuencia (fig. 145), se aplica la salida f_a del generador de audiofrecuencia $O S C_1$, que es un oscilador de amplio margen (0 a 150 kc/s), con tensión de salida e_a regulable. Parte de la energía electromagnética radiada por el transmisor se aplica a la entrada de radiofrecuencia del analizador de ondas $A O$.

Este analizador consta de un detector (fig. 146 *a*) que reduce la portadora modulada del transmisor a la señal moduladora f_a, seguido de un heterodino que convierte la onda moduladora en una señal de

frecuencia constante igual a 50 kc/s, la cual, después de atravesar un sistema de filtros de banda muy estrecha, se aplica a un voltímetro de

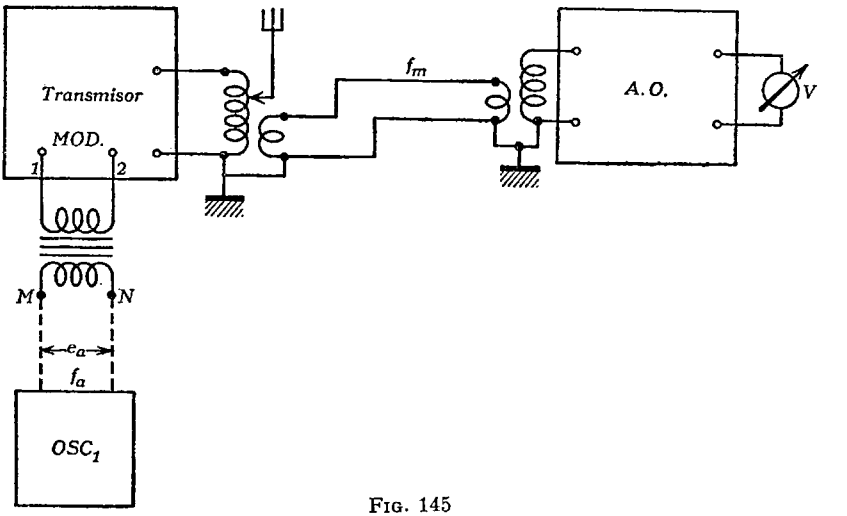


FIG. 145

válvula. Para trazar la característica de respuesta del modulador se varía la frecuencia de $O S C_1$ (fig. 145), y tomando como nivel de refe-

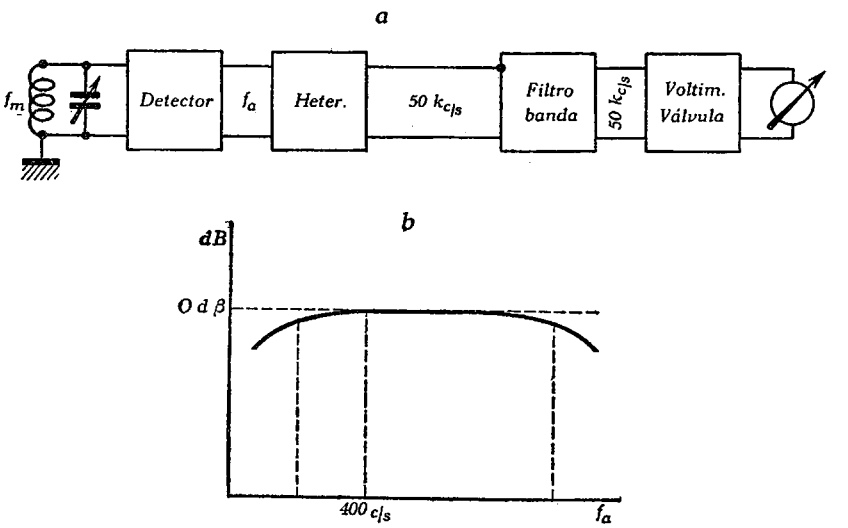


FIG. 146

rencia la tensión E_m leída en el voltímetro de válvula de $A O$ para una frecuencia f_m del generador igual a 400 c/s, se anotan sobre el eje de abscisas (fig. 146 *b*) las distintas frecuencias de prueba generadas por

OSC_1, y sobre el de ordenadas las relaciones, expresadas en decibelios, entre las tensiones registradas en el voltímetro de válvula, de cada una de las señales de prueba y E_m. Es evidente que, para no falsear los resultados, es preciso que la tensión de salida de OSC_1 se mantenga constante para todas las frecuencias de prueba. Para cada distinta frecuencia f_a aplicada al transformador de entrada de modulación, deberá ajustarse AO de modo que, llamando f_0 a la frecuencia del oscilador local del analizador, se verifique

$$f_0 + f_a = 50 \text{ kc/s.}$$

MEDIDA DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA [1]. La medida de la amplitud de los armónicos introducidos por el modulador del transmisor

---

[1] Cuando la característica de la válvula del paso amplificador no es lineal, como ocurre en la realidad, el valor de la corriente de placa viene expresado por

$$I_p = f(E_c).$$

Al inyectar en la rejilla una tensión alterna e_g, se produce una tensión compuesta

$$e_c = e_g + \frac{e_p}{\mu}$$

o lo que es lo mismo, $$e_c = e_g - \frac{i_p Z_p}{\mu};$$

pero como $$i_p = \frac{\mu e_g}{R_i + Z_p}$$

resulta, sustituyendo este valor de i_p en la expresión anterior,

$$e_c = \frac{e_g \cdot R_i}{R_i + Z_p}$$

el nuevo valor de la corriente se obtiene, desarrollando en serie la expresión

$$I'_p = f(E_c + e_c) = f(E_c) + f'(E_c) \cdot e_c + \frac{f''(E_c)}{2!} \cdot c_c^2 + \ldots \quad \text{(A)}$$

Si e_c es una función del tipo $e_c \cdot \cos \omega t$,

el desarrollo de Taylor, limitado en el término cuadrático, da

$$I'_p = f(E_c) + f'(E_c) \cdot e_c \cdot \cos \omega t + \frac{f''(E_c)}{2!} \cdot c_c^2 \cdot \cos^2 \omega t,$$

y recordando que $$\cos^2 \omega t = \frac{1}{2} + \frac{\cos 2 \omega t}{2},$$

$$I'_p = f(E_c) + \frac{f''(E_c)}{4} \cdot e_c^2 + f'(E_c) \cdot e_c \cos \omega t + \frac{f''(E_c)}{4} \cdot e_c^2 \cos 2 \omega t.$$

Para esta fórmula se supone que $Z_{p2} \cdot i_{p2} = 0$, siendo Z_{p2} la impedancia que ofrece la carga al segundo armónico, e i_{p2} la intensidad de dicho segundo armónico. Puesto que, en un instante cualquiera puede producirse $i_{p2} \neq 0$, deberá verificarse que $Z_{p2} = 0$, es decir, que el desarrollo dado vale para el caso de que el segundo armónico esté en corto circuito en placa.

En el caso general de que $Z_{p2} \neq 0$, la tensión compuesta total sería

$$(E_c + e_c - Z_{p2} \cdot i_{p2}).$$

en una señal de audiofrecuencia f_a, supuesta pura, aplicada a la entrada del modulador, se obtiene aplicando el mismo montaje que para el caso anterior. Para esta medida, la señal f_a debe permanecer cons-

---

Para obtener el valor de i_{p_2} consideraremos, a partir del circuito de la figura 147 *a*, para el caso de corto circuito en placa para el segundo armónico,

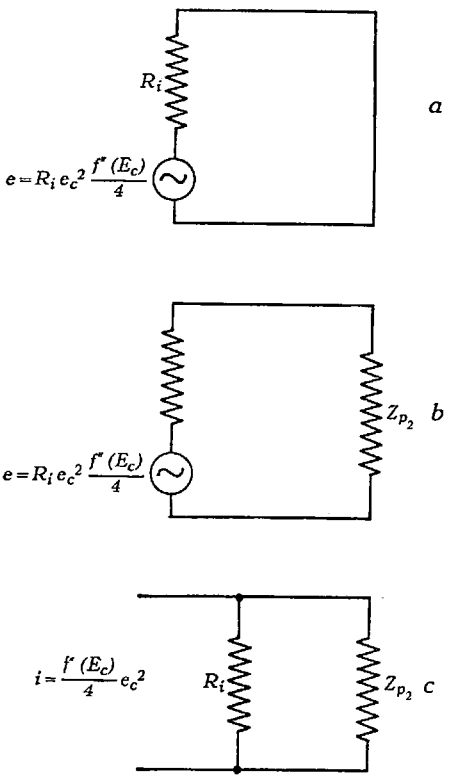


FIG. 147

el nuevo circuito, representado en la figura 147 *b*, considerando una impedancia Z_{p_2} en placa para el segundo armónico. El circuito equivalente viene dado en la figura 147 *c*. Para este último circuito se verifica:

$$e_{p_2} = \frac{f''(E_c)}{4} \cdot e_c^2 \cdot R_i \,//\, Z_{p_2}$$

$$i_{p_2} = \frac{e_{p_2}}{Z_{p_2}} = \frac{\frac{f''(E_c)}{4} \cdot e_c^2}{1 + \frac{Z_{p_2}}{R_i}}$$

tante en cuanto a frecuencia y tensión. Para medir la amplitud del armónico $2 f_a$, se ajusta $A\,O$ a la frecuencia de este armónico, es decir

$$f_0 = 50 - 2 f_a \text{ kc/s}$$

obteniéndose en el voltímetro de válvula la tensión e_{2a} del armónico

---

Se llama *factor de distorsión por segundo armónico* a la relación

$$k = \frac{i_{p_2}}{i_p}$$

y, para una carga disipativa R_p se tiene asimismo:

$$k = \frac{e_{p_2}}{e_p} \quad .$$

i_{p_2} = amplitud segundo armónico

i_p = amplitud fundamental.

La amplitud de la onda fundamental viene dada por el coeficiente del tercer término del desarrollo de Taylor. Por tanto,

$$k = \frac{i_{p_2}}{i_p} = \frac{f''(E_c)}{4 f'(E_c)} \cdot \frac{e_c}{1 + \frac{Z_{p_2}}{R_i}}$$

El factor de distorsión para el segundo armónico en corto circuito es

$$k_c = \frac{f''(E_c)}{4 f'(E_c)} \cdot e_c,$$

de donde

$$k = \frac{k_c}{1 + \frac{Z_{p_2}}{R_i}}$$

Para

$$I p = k E_c^{\,m} \qquad \text{(B)}$$

se tiene:

$$f'(E_c) = k m E_c^{\,m-1}$$

$$f''(E_c) = k m (m-1) E_c^{\,m-2}$$

$$i_p = f'(E_c) \cdot e_c = k m E_c^{\,m-1} \cdot e_c, \qquad \text{(C)}$$

luego

$$k_c = \frac{f''(E_c)}{4 f'(E_c)} \cdot e_c = \frac{m-1}{4 E_c} \cdot e_c;$$

sustituyendo, en esta expresión, e_c por su valor deducido de (C) resulta

$$k_c = \frac{\frac{i_p}{k m E_c^{\,m-1}} \cdot (m-1)}{4 E_c};$$

simplificando,

$$k_c = \frac{i_p (m-1)}{4 \cdot k m \cdot E_c^{\,m}}$$

y teniendo en cuenta (2)

$$k_c = \frac{i_p (m-1)}{4 m \cdot I_p}$$

de frecuencia $2f_a$. Si se toma e_a como valor de la tensión determinada por la onda fundamental f_a, la relación

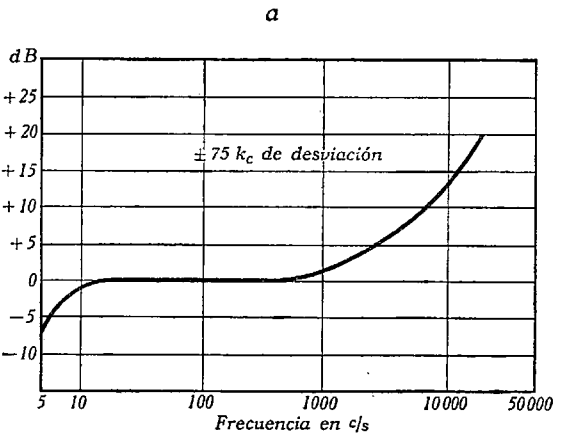
$$20 \log \frac{e_{2a}}{e_a}$$

expresa en decibelios la atenuación del segundo armónico de f_a, respecto de la amplitud de la onda fundamental.

De la misma forma se determinarían las amplitudes de $3f_a$, $4f_a$, etc., haciendo los correspondientes ajustes del analizador de ondas.

El porcentaje de distorsión introducido por un armónico cual quiera $n\,a$ se expresa por la fórmula

$$\frac{e_{n\,a}}{e_a} \times 100.$$



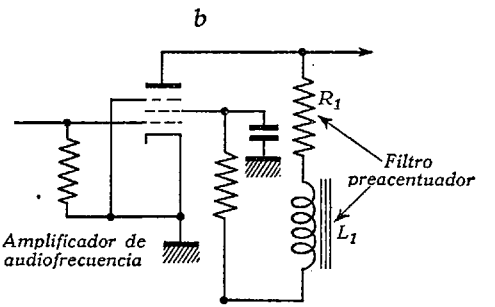


FIG. 148

MEDIDA DE LA DISTORSIÓN EN TRANSMISORES DE MF. La curva de respuesta del modulador de un transmisor de MF en función de la distorsión lineal (fig. 148), se caracteriza por presentar entre los 5000 y 15000 c/s una cresta que

---

La razón $\frac{i_p}{I_p}$ se denomina *utilización de intensidad*, y se suele representar por medio de **j**. Por consiguiente,

$$k_c = \frac{(m-1)}{4\,m} \cdot \mathbf{j}$$

Para $m = \frac{3}{2}$ resulta

$$k_3 = \frac{\mathbf{j}}{12} \quad \text{y} \quad k = \frac{\mathbf{j}}{12\left(1 + \frac{Z_{p_2}}{R_i}\right)}$$

Se observa que la distorsión será menor cuando la relación $\frac{Z_{p_2}}{R_i}$ sea mayor.

representa la acentuación que experimentan los tonos (preacentuación) por efecto del filtro preacentuador (fig. 148 *b*) formado por la

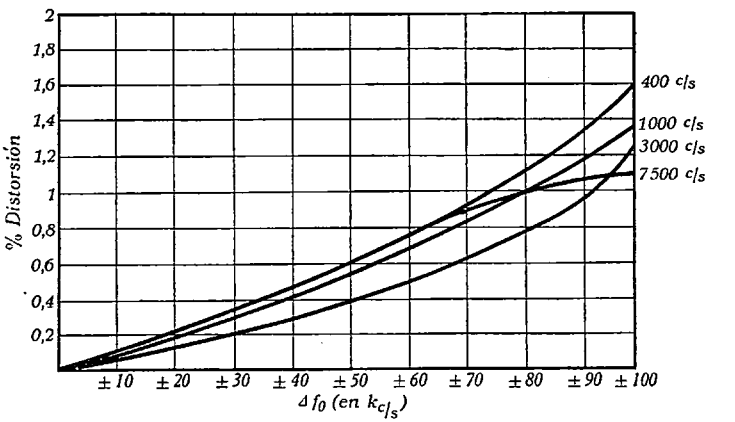


FIG. 149

resistencia R_1 y la inductancia L_1, que determinan un tiempo de retardo $\theta = 100\ \mu$ seg. Esta acentuación de las señales de frecuencias elevadas del espectro de audiofrecuencia tiene por objeto mejorar la

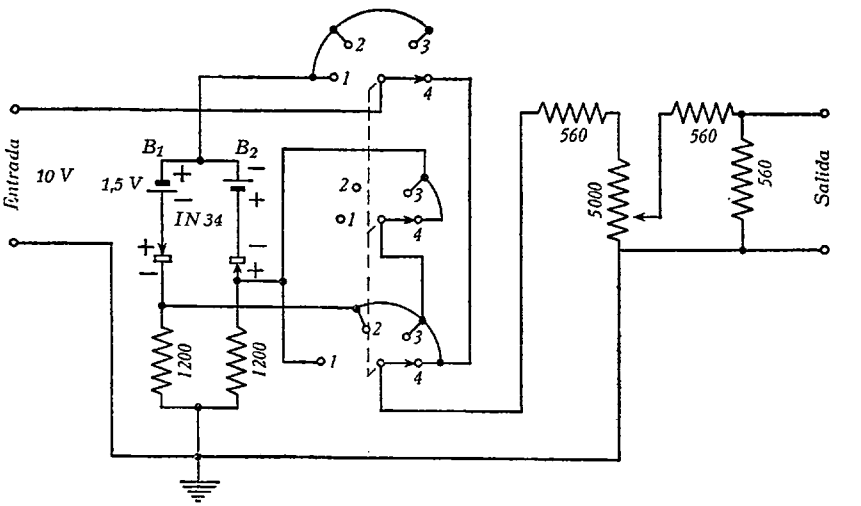


FIG. 150

relación $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$, teniendo en cuenta que gran parte de los ruidos de mayor nivel ocupan una gama de frecuencia de 5 a 15 kc/s.

Para medir la distorsión en transmisores de *MF* se puede emplear el mismo analizador de ondas usado para transmisores de *MA*, haciendo una previa detección de la radiofrecuencia modulada en frecuencia, mediante un discriminador que introduzca una distorsión despreciable en comparación con la que se vaya a medir.

La figura 149 muestra una familia de curvas que representan las variaciones del porcentaje de distorsión armónica con la frecuencia moduladora y con el índice de modulación.

ANÁLISIS OSCILOGRÁFICO. Mediante el oscilógrafo de rayos catódicos se puede realizar un análisis cualitativo de la distorsión introducida por los circuitos de audiofrecuencia que, si bien no suministra datos numéricos como los anteriores, tiene la ventaja de su rapidez, ya que consiste en la interpretación de los cambios de forma que experimenta una onda muy rica en armónicos al atravesar los circuitos objeto de ensayo.

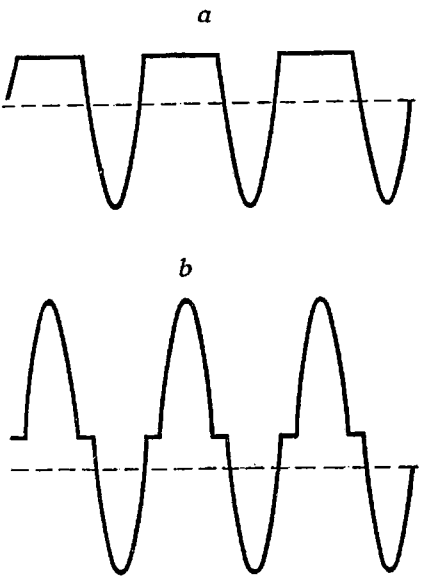


FIG. 151

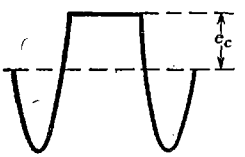


FIG. 152

En la figura 150 se muestra un montaje apropiado para transformar una onda sinusoidal pura de audiofrecuencia en ondas quebradas (fig. 151 *a*) y doblemente quebradas (fig. 151 *b*), que tienen la particularidad de poseer gran riqueza de armónicos, con predominio de los armónicos pares las primeras y de armónicos impares las segundas. Las dos pilas B_1 y B_2, de 1,5 v cada una, establecen los puntos de funcionamiento de los cristales detectores 1 *N* 34 y determinan el valor e_c, es decir, la amplitud del semiciclo cuadrado (fig. 152).

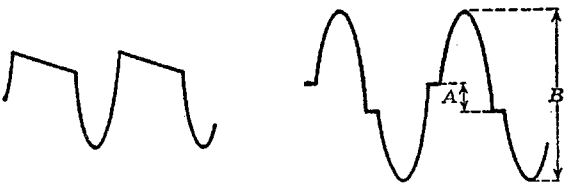


FIG. 153

La interpretación de los principales fenómenos de distorsión se hace por consideración de las deformaciones introducidas por el circuito de audiofrecuencia en las

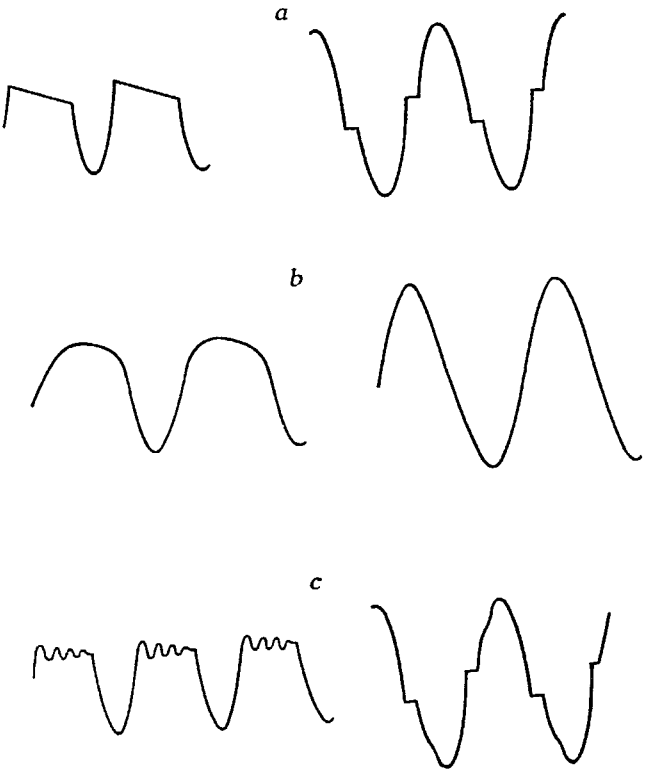


FIG. 154

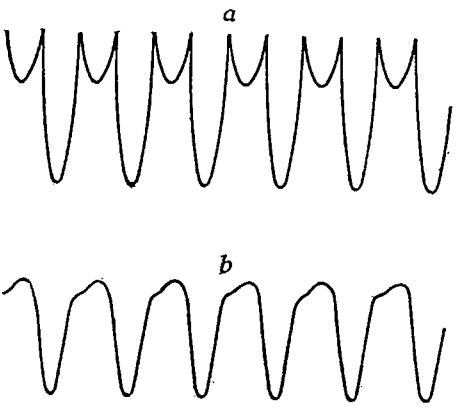


FIG. 155

ondas quebradas, teniendo en cuenta que (fig. 153) la inclinación de la parte plana de la onda quebrada y la desnivelación de los escalones laterales de la onda doblemente quebrada representan un desplazamiento de fase; la agudeza de los vértices de ambas ondas indica buena respuesta del circuito en prueba para las frecuencias más altas del espectro (fig. 154); la curvatura de los contornos de las ondas de prueba, atenuación grande de las altas frecuencias del margen de audiofrecuencia; la ondulación de la parte plana de la onda quebrada supone una respuesta

elevada para la frecuencia f_r cuyo valor puede ser determinado aproximadamente por la fórmula

$$f_r = n \times f_q,$$

donde n es el número de semiciclos contados sobre la parte plana de la onda quebrada, y f_q la frecuencia de la onda quebrada de prueba.

El efecto de resonancia del circuito ensayado para una frecuencia f_0 se manifiesta por una acentuación de la onda fundamental que forma parte de la onda quebrada de prueba (fig. 155 *a*), así como la antirresonancia para dicha frecuencia f_0 se hace patente por un amortiguamiento de la onda fundamental (figura 155 *b*). A partir de las configuraciones obtenidas en el oscilógrafo de rayos catódicos como respuesta del circuito probado a la onda quebrada, se puede construir una curva (fig. 156) que represente la respuesta de dicho circuito para el espectro de audiofrecuencia.

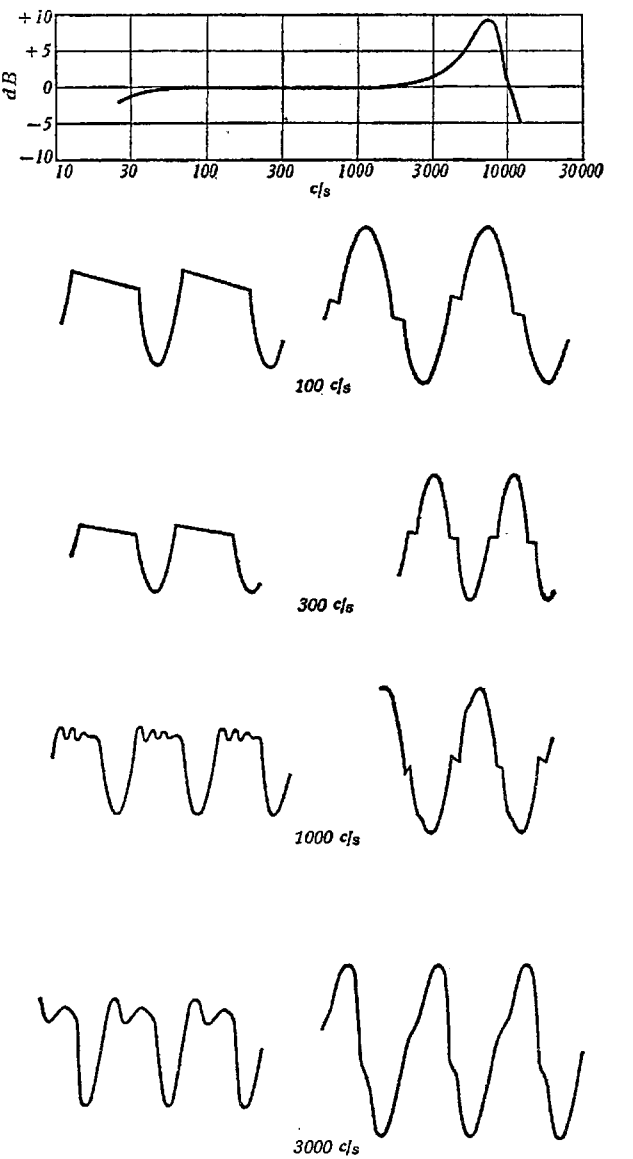


FIG. 156

6. Medida del ruido de fondo [1]. A la entrada de audiofrecuencia del transmisor se aplica una nota de frecuencia f_a c/s engendrada por el oscilador de audiofrecuencia OSC_1 (fig. 157), que module la portadora de radiofrecuencia con una profundidad del 30 %. Parte de la radiofrecuencia modulada emitida por el equipo que se ensaya es captada por un detector de prueba, no sometido a ningún efecto de ruido externo, para lo cual se apantalla totalmente. A la salida del detector se obtiene una potencia audiofrecuente W_a, que se compone de la señal moduladora W_m más la suma de los niveles de ruido del

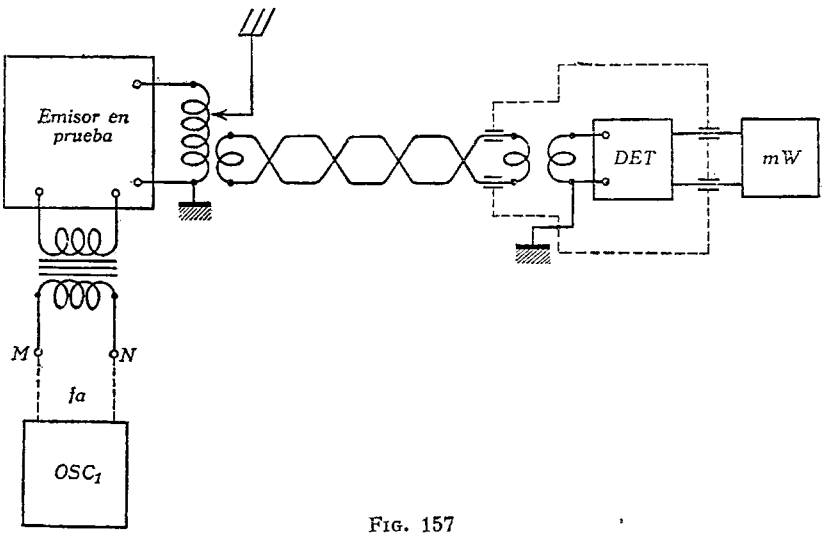


FIG. 157

transmisor W_{nt} y del detector W_{nd}. Se desconecta el generador de audiofrecuencia de los terminales M y N, y en su lugar se conecta una impedancia equivalente a la de salida del generador, obteniéndose a la salida del detector una potencia W_n, que se compone de la suma de los niveles de ruido del transmisor W_{nt}, y del propio detector W_{nd}. Puesto que W_{nd} se puede determinar previamente con toda exactitud (véase Capítulo V), resulta:

$$W_a = W_m + W_{nt} + W_{nd}$$

$$W_n = W_{nt} + W_{nd},$$

(1) La tolerancia en el ruido de fondo

$$\frac{\text{Tensión eficaz media del ruido de fondo}}{\text{Tensión eficaz media de la señal útil máxima}}$$

cuando la señal es una oscilación sinusoidal de 1000 c/s, no debe ser superior a los siguientes valores:

Estaciones de radiodifusión.....	0,002	(— 54 dB)
Estaciones radiotelefónicas para servicios comerciales.	0,01	(— 40 dB)

o bien:
$$W_a - W_{nd} = W_m + W_{nt}$$
$$W_n - W_{nd} = W_{nt}$$

Se define la relación $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$ del transmisor por la razón entre la potencia obtenida con portadora modulada $W_m + W_{nt}$ y la potencia con portadora sin modular:

$$\frac{\text{señal}}{\text{ruido}} = \frac{W_m + W_{nt}}{W_{nt}};$$

y expresada en decibelios,

$$\frac{\text{señal}}{\text{ruido}} \text{ (en dB)} = 10 \log \left(\frac{W_m + W_{nt}}{W_{nt}} \right)$$

7. Analizador de ondas. Es un aparato adecuado para la medida directa de la tensión de las componentes armónicas de ondas de amplitud comprendida entre 100 μV y 100 V, en el margen de 20 a 16 000 c/s. Está formado por una etapa previa (fig. 158) dispuesta como adaptadora de impedancias o detectora de válvula, según que la señal de entrada sea una audiofrecuencia o una radiofrecuencia modulada, seguida de una etapa mezcladora constituída por un oscilador de válvula de sintonía variable y un modulador equilibrado que consiste en un rectificador metálico, montado en puente, por medio del cual la oscilación generada por el oscilador local f_0 se mezcla con la audiofrecuencia de entrada f_a. Las bandas laterales resultantes de esta heterodinación se aplican al primario del transformador T_1, llegando solamente la banda lateral superior ($f_0 + f_a = 50$ kc/s) a la entrada del amplificador formado por tres etapas ajustadas a 50 kc/s, por efecto del filtro de cristal de 50 kc/s que impide el paso de la banda lateral inferior, de frecuencia bastante diferente ($50 - 2 f_a$ kc/s) de la de sintonía del cristal. La salida del amplificador sintonizado se aplica a un voltímetro de válvula provisto de amplificador previo.

El ajuste inicial del aparato comprende las siguientes operaciones: ajuste del oscilador local, equilibrio del modulador y ajuste de la ganancia del amplificador.

Para ajustar el oscilador local, el mando principal de sintonía D_1 se sitúa en la división 0, y el mando auxiliar D_5 de modo que el punto grabado en el mismo coincida aproximadamente con el punto marcado en el panel frontal del analizador. Con las bornas de entrada en corto circuito, para proteger el analizador de señales parásitas, el mando D_2 se sitúa en la posición marcada AF, con el mismo objeto, y D_3 en «$\times 1000$», se retoca el «trimmer» E hasta obtener la máxima desviación de la aguja del instrumento M_1 del voltímetro de válvula. Este ajuste asegura la coincidencia de la frecuencia generada por el oscilador local en la posición 0 del mando D_1, con la frecuencia de sintonía del amplificador.

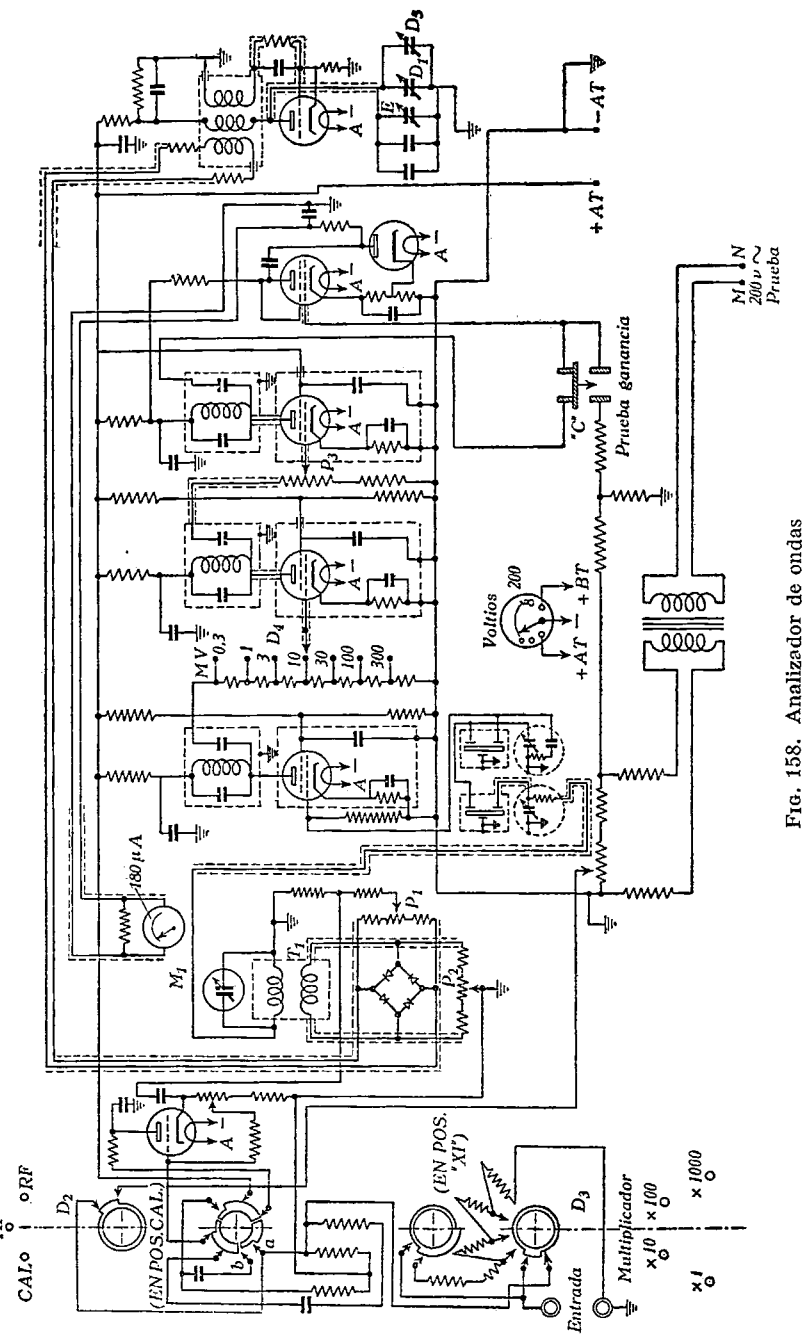


FIG. 158. Analizador de ondas

Sin alterar la disposición anterior, los potenciómetros P_1 y P_2 se ajustan mediante los mandos D_{P_1} y D_{P_2}, hasta obtener la mínima indicación en el voltímetro, que indica la supresión de la portadora generada por el oscilador local, de la entrada del transformador T_1, es decir, la condición de equilibrio del puente modulador. Para frecuencias de prueba superiores a 100 c/s se admite, como valor más elevado de la lectura mínima del voltímetro, 30 dB; para frecuencias inferiores a 50 c/s se puede tomar una lectura mínima de 50 dB.

Con las bornas de entrada en circuito abierto, el mando D_2 en la posición *C A L* y el D_4, selector de campos de medida del voltímetro, en 300 mV (0 dB), es decir, ganancia nula del amplificador, se aplica a los terminales *M* y *N* del analizador una tensión alterna de 50 c/s a 220 v y se anota la lectura registrada en el voltímetro, al operar el pulsador *C*. Llevando *C* a la posición de reposo, se sitúa el mando D_1 en la división 50 c/s, correspondiente a la frecuencia de prueba, y se reajusta el circuito de sintonía del oscilador mediante el «trimmer» *E* hasta obtener la máxima desviación de la aguja de M_1. Si se obtiene una lectura diferente de la anotada anteriormente, se gira el mando D_{P_3}, que gobierna el reóstato P_3, regulador de la ganancia del amplificador sintonizado, y se repiten los ajustes hasta conseguir que las dos lecturas sean iguales. En condiciones de perfecto ajuste de la ganancia del amplificador sintonizado, las lecturas de tensión registradas por M_1 corresponden a los valores de tensión que se apliquen a las bornas de entrada.

Para medir señales de audiofrecuencia, el mando D_2 se sitúa en la posición *A F*, el D_3 en «×1000» y el D_4 en 300 mV (0 dB), y se conecta a las bornas de entrada la salida de la fuente de audiofrecuencia que se desea ensayar.

El mando D_1 se sitúa sobre la división correspondiente a la frecuencia de la señal de entrada, y el D_4 en la posición más adecuada de acuerdo con la tensión que se deba medir.

Para evitar la saturación de la válvula de entrada, con la consiguiente producción de armónicos indeseables, la posición del mando D_2 se ajustará a la tensión de entrada con arreglo al cuadro siguiente:

Posición de D_2	Voltios
Pos. «× 1», tensión máxima entrada.....	0,1
» «× 10», » » »	1
» «× 100», » » »	10
» «× 1000», » » »	100

Los campos de medida del voltímetro de válvula están determinados por la posición del mando D_4, que selecciona siete derivaciones del potenciómetro P_4 conmutables a la rejilla de mando de la segunda etapa del amplificador sintonizado. El instrumento M_1 tiene tres esca-

las de medida, y, para ellas, las distintas posiciones del mando D_4 determinan los campos de medida siguientes:

Posición de D_4	Milivoltios	Decibelios
300 mV (0 dB)	0 — 300	— 20 a 0
100 mV (10 dB)	0 — 100	— 30 » — 10
30 mV (20 dB)	0 — 30	— 40 » — 20
10 mV (30 dB)	0 — 10	— 50 » — 30
3 mV (40 dB)	0 — 3	— 60 » — 40
1 mV (50 dB)	0 — 1	— 70 » — 50
0,3 mV (60 dB)	0 — 0,3	— 80 » — 60

EJEMPLO 3. Como aplicación del método descrito para determinar la estabilidad, se construye la curva de estabilidad de un transmisor gobernado por cristal, de 100 kw de potencia y frecuencia nominal de 904 k/cs, empleando el montaje de la figura 1. Se ajusta el generador patrón de radiofrecuencia a 904 + 1 = 905 kc/s; el oscilador de audiofrecuencia a 1 kc/s, y se sintoniza con un receptor comercial cualquiera la onda de la estación cuya estabilidad se trata de medir. La mezcla de la señal del generador de radiofrecuencia con la portadora de la emisora en prueba produce una nota de pulsación de 1000 c/s que, aplicada a las placas verticales del oscilógrafo, da lugar a la formación de una imagen elíptica cuando a las placas horizontales se aplica simultáneamente la señal de 1000 c/s producida por el generador de audiofrecuencia.

Como primera medida, se comprueba la frecuencia de la emisora en observación mediante un ondámetro de precisión (véase Capítulo III), obteniéndose, con error menor de 50 c/s., la frecuencia nominal de 904 kc/s. A partir de esta condición inicial, se efectúan lecturas de la frecuencia portadora, por el método descrito en IV, 1, cada cinco minutos, registrándose los siguientes valores:

TABLA VIII

Tiempo	Frecuencia OSC. AF.	Frecuencia OSC. RF.	Frecuencia portadora
0	1000 c/s	905 kc/s	904 k/c
5^m	1000 »	905 »	904 »
10^m	1005 »	905 »	903,995 »
15^m	1050 »	905 »	903,950 »
20^m	1050 »	905 »	903,950 »
25^m	1035 »	950 »	903,965 »
30^m	1030 »	950 »	903,970 »
35^m	1015 »	950 »	903,985 »
40^m	1020 »	950 »	903,980 »
45^m	1025 »	950 »	903,975 »
50^m	1030 »	950 »	903,970 »
55^m	1010 »	950 »	903,990 »
60^m	1000 »	950 »	904 »

Los valores registrados en esta tabla, vertidos al gráfico de la figura 159, permiten trazar la curva representativa de la estabilidad de la frecuencia de la emisora ensayada.

Puede ocurrir que la frecuencia efectivamente medida con el ondámetro, al iniciar las observaciones, difiera de la nominal en una cantidad $\pm \triangle f_0$.

En este caso, la medida absoluta de estabilidad, está expresada por

$$\frac{|(\Delta f_0)_{máx}| \pm \Delta f_0}{f_{0\ nominal}}$$

donde $(\Delta f_0)_{máx}$ es la desviación máxima respecto de la frecuencia medida con el ondámetro, obteniéndose una estabilidad deficiente que depende, principalmente. de la desviación inicial $\pm \Delta f_0$ cuando $\Delta f_0 \gg (\Delta f_0)_{máx}$. Mas esta desviación inicial de frecuencia no obedece a las causas típicas de inestabilidad del transmisor (variaciones de la temperatura de los elementos que integran el

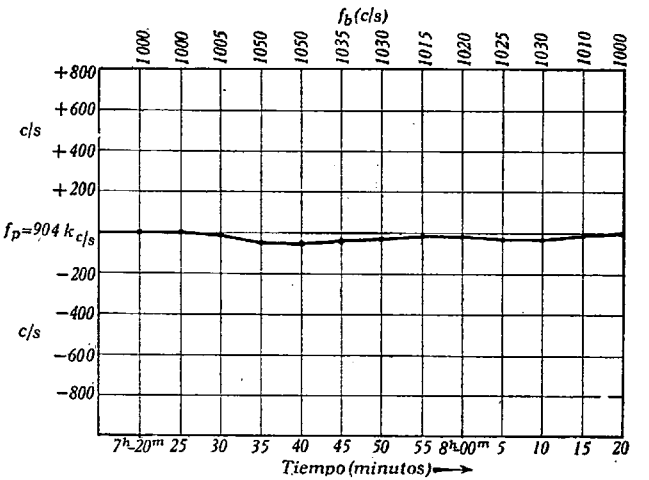


FIG. 159

circuito del oscilador, variaciones de los voltajes de alimentación, etc.), sino a posibles defectos en el ajuste previo del equipo, que deben ser corregidos antes de hacer las mediciones de estabilidad.

Por otra parte, un valor elevado de $(\Delta f_0)_{máx}$ que se produzca fortuitamente, determina asimismo un deficiente índice de estabilidad que no informa sobre las condiciones típicas de funcionamiento del emisor. Por esta razón, además del índice de estabilidad que se obtiene por el procedimiento descrito, se tendrá en cuenta el valor de la estabilidad media. En este ejemplo se tiene, como índice absoluto de estabilidad,

$$\frac{|(\Delta f_0)_{máx}|}{f_{nominal}} = \frac{50\ c/s}{904\,000} = 55{,}3 \times 10^{-6}$$

o, expresándolo en %, $55{,}3 \times 10^{-4}$ %, y como estabilidad media,

$$\frac{(\Delta f_0)_{med}}{f_{0\ nominal}} = \frac{20{,}7\ c/s}{904\,000} = 23 \times 10^{-6}$$

o, también, 23×10^{-4} %.

CAPÍTULO V

Medidas en receptores

Las medidas a realizar en un receptor para determinar sus principales características son: medida de sensibilidad, de selectividad, de fidelidad y de la relación $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$.

1. Medida de sensibilidad. Definida convencionalmente la sensibilidad de un receptor de ondas moduladas en amplitud (*MA*) por el valor de la tensión de portadora, modulada con un 30 % de profundidad por una audiofrecuencia de 400 c/s, que, inducida en la antena

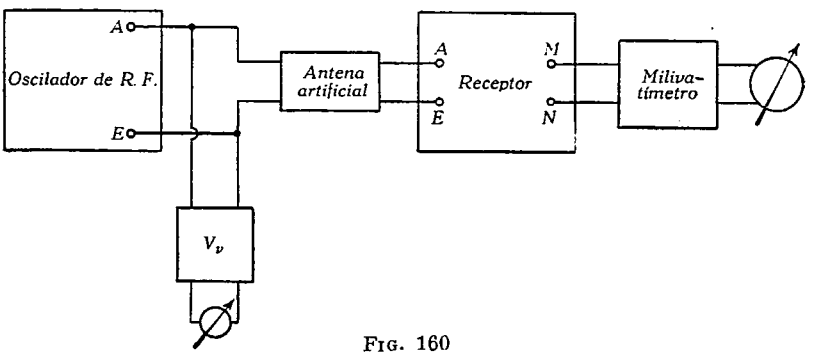


FIG. 160

del receptor, determina una potencia de salida de 50 mW sobre una resistencia de carga no inductiva, de igual valor que la resistencia de carga sobre la que debe funcionar el receptor, la medida de sensibilidad requiere dos medidas simultáneas: una en radiofrecuencia de la tensión de portadora y otra en audiofrecuencia de la potencia de salida, para las cuales se emplean respectivamente un voltímetro de válvula y un milivatímetro o medidor de salida.

El sistema para la medida de sensibilidad (fig. 160) comprende: un generador de señal de radiofrecuencia, modulada (30 %) por una audiofrecuencia de 400 c/s, cuyas bornas de salida *A* y *E* se conectan, a través de una antena artificial (fig. 161), que sustituye las caracterís-

ticas de la antena propia del receptor, a las bornas *Antena* y *Tierra* (*A* y *E*) de éste; un voltímetro de válvula V_v derivado de las bornas *A* y *E*; el receptor objeto de la medida, dispuesto en las condiciones

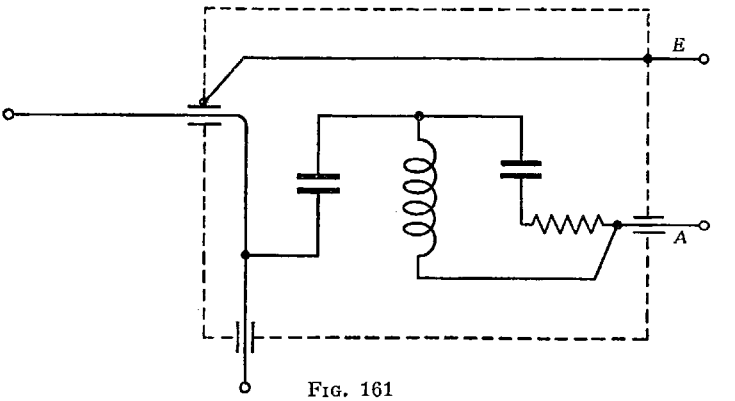


FIG. 161

de máxima amplificación, y un milivatímetro conectado a los terminales *M* y *N* del secundario del transformador de salida del receptor.

La sensibilidad de un receptor no es igual para todos sus márgenes de frecuencias, y aun es variable dentro de cada margen, por lo que, para obtener una información precisa, deberán realizarse medidas para varias frecuencias de cada margen.

El procedimiento de medida de la sensibilidad de un receptor de ondas moduladas en amplitud es el siguiente:

Se ajusta el generador de señal a la frecuencia de prueba que se desee, y se sintoniza el receptor objeto de la medida para esta misma frecuencia. La señal de radiofrecuencia suministrada por el generador y modulada por una nota de 400 c/s, determina en el receptor una potencia audiofrecuente de salida que es registrada por el milivatímetro. La regulación de la potencia de salida se consigue variando la tensión de portadora del generador de señal, sin actuar sobre ninguno de los mandos del receptor, hasta obtener una potencia de 50 mW. La lectura, usualmente tomada en microvoltios, que acusa el voltímetro de válvula para esta potencia de salida de 50 mW, da la medida de la sensibilidad del receptor para la frecuencia ensayada.

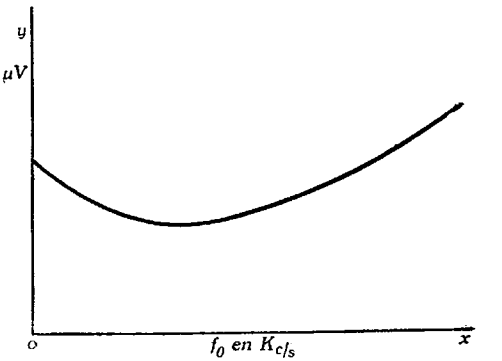


FIG. 162

Llevando sobre el eje $0x$ (fig. 162) las frecuencias sucesivamente ensayadas, y sobre el eje $0y$ los correspondientes valores de la tensión registrados por el voltímetro de válvula para cada una de aquellas

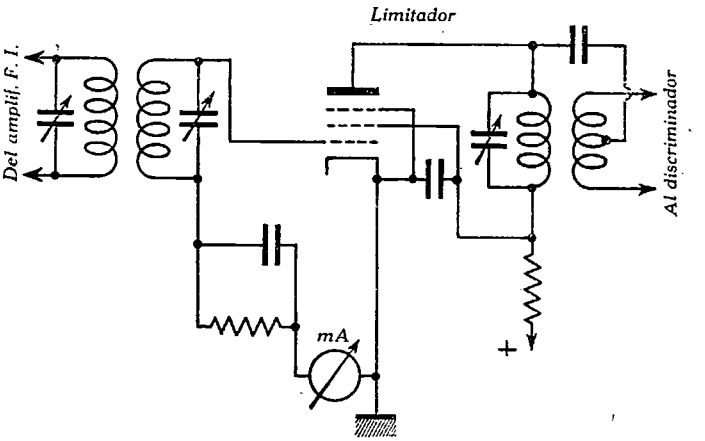


FIG. 163

frecuencias, se obtiene la representación gráfica de la variación de sensibilidad del receptor en el margen de frecuencias dado sobre $0x$.

Se define la sensibilidad de un receptor de ondas moduladas en frecuencia (MF) por el valor de la tensión de portadora que, inducida en la antena del receptor, determina la saturación del limitador.

El procedimiento de medida no difiere del que se acaba de explicar para los receptores de modulación de amplitud, salvo en algunos detalles. Así, deberá sustituirse el milivatímetro utilizado en el caso de modulación de amplitud por un miliamperímetro conectado en serie con la resistencia de rejilla (fig. 163) del limitador, para indicar la saturación del mismo. La antena artificial intercalada entre el generador de señal y el receptor, es una resistencia de 100 ohmios.

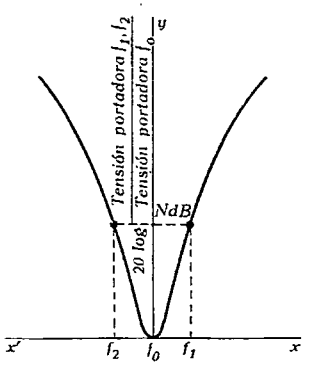


FIG. 164

2. Medida de selectividad. La selectividad de un receptor se define por el ancho de banda $f_1 - f_2$, que comprende las frecuencias de portadoras que experimentan una atenuación igual o inferior a N dB (característica de la selectividad) respecto de la $\left\{\begin{matrix}\text{potencia}\\ \text{tensión}\\ \text{corriente}\end{matrix}\right\}$ de salida del receptor para la frecuencia de resonancia f_0 (fig. 164). Así, la selecti-

vidad para $\left\{\begin{matrix}3\text{ dB}\\6\text{ dB}\end{matrix}\right\}$ de un receptor viene dada por $f_2 - f_1$, cuando las señales de frecuencias comprendidas entre f_1 y f_2 sufren una atenuación de 0 a $\left\{\begin{matrix}3\text{ dB}\\6\text{ dB}\end{matrix}\right\}$ respecto de la salida de la señal de frecuencia f_0 (fig. 165). Esta definición permite una apreciación cuantitativa de la aptitud de un receptor para amplificar, en distinta medida, ondas portadoras de diferentes frecuencias.

Para la medida de selectividad se disponen los aparatos en la misma forma que para la medida de sensibilidad. Se fija previamente la característica de selectividad, comúnmente 3 ó 6 dB, y se ajusta

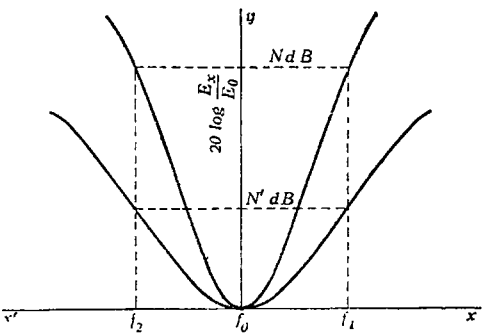


FIG. 165

el generador de señal a la frecuencia de prueba, sintonizando el receptor exactamente a esta misma frecuencia. Se regula la tensión de salida del generador hasta obtener la lectura normalizada de la potencia de salida del receptor, es decir, 50 mW. Si se toma esta tensión como referencia para determinar la atenuación, se tiene, recordando la relación

$$N \text{ dB} = 20 \log \frac{E_x}{E_0},$$

a) Selectividad para 3 dB de atenuación,

$$3 = 20 \log \frac{E_x}{E_0}$$

donde E_0 es la tensión de portadora de frecuencia f_0, para salida normalizada (50 m W) y E_x es la tensión de portadora de f_2 ó f_1 para la misma salida que f_0, siendo

$$E_x = E_0 \text{ antilog } 0{,}15 = \sqrt{2} \cdot E_0$$

b) Selectividad para 6 dB:

$$6 = 20 \log \frac{E'_x}{E_0}$$

$$E'_x = E_0 \text{ antilog } 0{,}30 = 2\,E_0.$$

Manteniendo invariable la sintonía del receptor, la frecuencia f_0 del generador de señal se incrementa hasta que la potencia de salida del receptor disminuya a 25 ó 12,5 mW, según que se busque la selectividad a 3 ó 6 dB de atenuación, se anota la frecuencia

$$f_1 = f_0 + \triangle f_0,$$

para la cual se produce dicha atenuación y se aumenta la tensión de portadora a E_1 hasta conseguir de nuevo la salida de 50 m W.

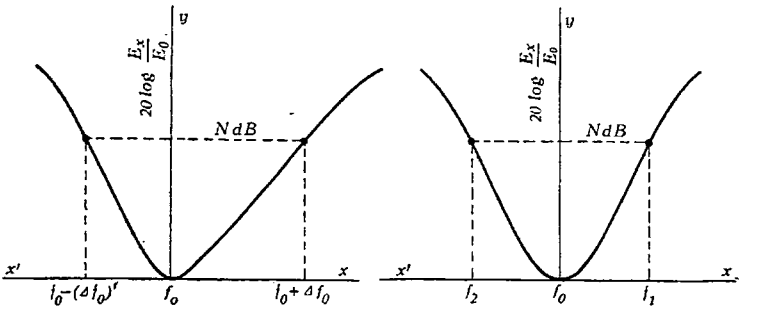


FIG. 166

Seguidamente, la frecuencia f_1 del generador se reduce hasta el valor inicial f_0, y se sigue disminuyendo hasta alcanzar una nueva frecuencia

$$f_2 = f_0 - (\triangle f_0)'$$

para la que se reduzca de nuevo a 25 ó 12,5 m W la potencia de salida del receptor y se procede como en el caso anterior, obteniéndose la tensión E_2 para una salida normalizada de 50 m W. La diferencia entre los valores de $\triangle f_0$ y $(\triangle f_0)'$ expresa la disimetría respecto de f_0 de la curva de selectividad (fig. 166 *a*). Para obtener los distintos puntos de esta curva de selectividad se deberá aplicar la relación general

$$N \text{ dB} = 20 \log \frac{E_x}{E_0}$$

a los valores de E_1, E_2, etc., que se vayan obteniendo a medida que se varíe la frecuencia del generador de señal a uno y otro lado de f_0, manteniendo siempre invariable la sintonía del receptor sobre f_0.

El procedimiento utilizado en la práctica para la determinación de la curva de selectividad consiste en mantener constante la potencia de salida de 50 mW, fijada por regulación de la tensión de salida E_0 del generador de señal, para la frecuencia f_0, a la que está sintonizado el receptor en prueba, y variar la frecuencia f_0 del gene-

rador, $f_0 \pm \triangle f_0$ (1), con lo que se reducirá la potencia de salida del receptor. A fin de recobrar la potencia de 50 mW es preciso incrementar la tensión de salida del generador de señal, $E_0 + \triangle E_0 = E_1 = E_2$. La razón $\frac{E_0 + \triangle E_0}{E_0}$ tomada sobre el eje de ordenadas (fig. 166 *b*) define con $f_0 \pm \triangle f_0$ tomado sobre de abscisas, dos puntos simétricos de la curva de selectividad.

Se ha extendido mucho el uso del oscilógrafo de rayos catódicos para la determinación de las características de receptores y especialmente para la obtención de las curvas de selectividad. Tiene, sobre el

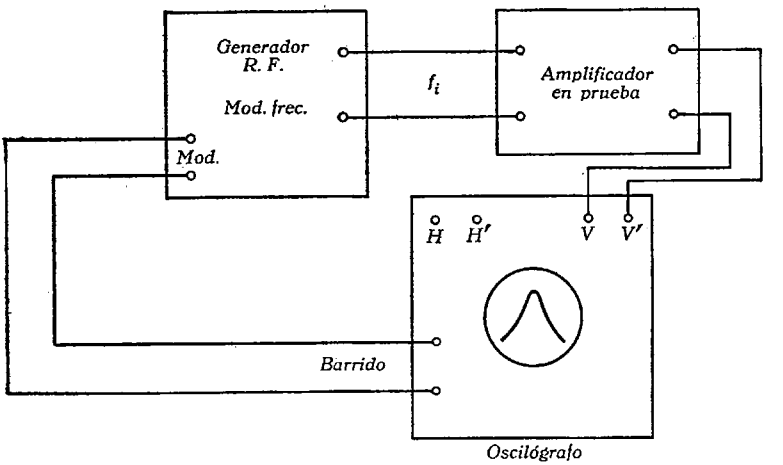


FIG. 167

procedimiento descrito anteriormente, la ventaja de su mayor rapidez, ya que permite determinar simultáneamente todos los puntos de la curva de selectividad.

La selectividad total de un receptor superheterodino depende principalmente de la de su canal de frecuencia intermedia, por lo que, en la práctica, bastará determinar la curva de selectividad de éste.

Para emplear este procedimiento se requieren los aparatos siguientes: un generador de señal que comprenda dentro de sus márgenes de oscilación valores de frecuencias iguales a los de las más usuales frecuencias intermedias y que permita modulación de frecuencia por medio de una onda moduladora exterior, y un oscilógrafo de rayos catódicos.

Para hacer el ensayo, el generador de señal se ajusta a la frecuencia intermedia del receptor y se modula por la onda de barrido horizontal del oscilógrafo (fig. 167). La señal de frecuencia intermedia f_i suministrada por el generador, se aplica entre la rejilla de control de la válvula

(1) Para simplificar, se supone simétrica la curva de selectividad respecto de f_0.

conversora del receptor y masa, llevando la onda ya detectada, tomada entre el diodo detector y masa, a las placas verticales del oscilógrafo. Es condición precisa que la onda utilizada para el barrido horizontal del oscilógrafo sea la que module en frecuencia al generador de señal. Así, para cada punto del recorrido horizontal del rayo catódico del oscilógrafo, se producirá una desviación vertical v_d del mismo, cuya magnitud dependerá de la tensión detectada para una desintonía $\pm \Delta f_i$ de la señal f_i del generador, que, a su vez, viene determinada por la amplitud de la onda de barrido en el punto considerado (fig. 168).

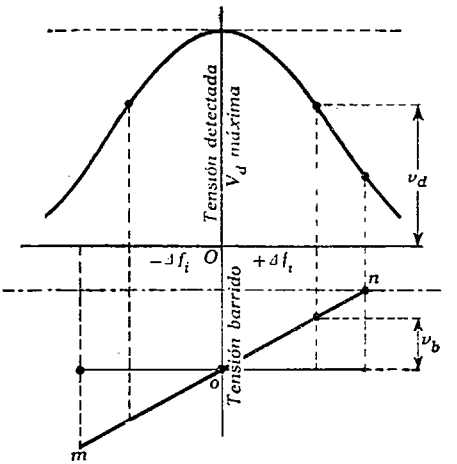


FIG. 168

La amplitud v_b de la onda de barrido del oscilógrafo (fig. 169) aumenta proporcionalmente con la elongación e, y como la desviación de frecuencia Δf_i del generador depende del valor de v_b, para un punto cualquiera A de la trayectoria horizontal, la desviación vertical del rayo catódico disminuirá a causa de la desintonía Δf_i de la frecuencia del generador de señal respecto de la frecuencia intermedia f_i.

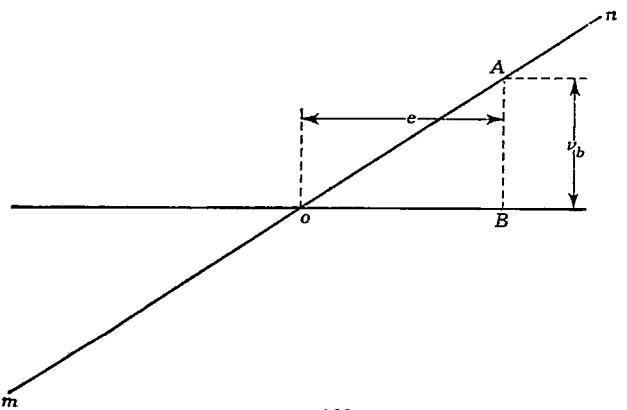


FIG. 169

En el caso particular de $v_f = 0$ (punto central o de la trayectoria horizontal mn), resulta $\Delta f_i = 0$, es decir, que la frecuencia del generador coincide con la frecuencia intermedia del receptor en prueba, y,

por consiguiente, la tensión detectada v_d será máxima. Cuanto mayor es v_b, tanto más se separa la frecuencia del generador ($f_i \pm \triangle f_i$) de la frecuencia intermedia, y, por tanto, es menor la tensión detectada v_d, resultando sobre la pantalla del osciló grafo una imagen similar a la representada en la figura 168.

Todos los métodos tratados para la obtención de curvas de selectividad son aplicables tanto a receptores de modulación de amplitud como de modulación de frecuencia.

3. Medida de fidelidad. Se define la fidelidad de un receptor por las razones entre la potencia de salida de cada una de las frecuencias del margen de audiofrecuencias y la potencia de salida de una de estas frecuencias tomada como base de referencia.

El sistema para la medida de fidelidad comprende (fig. 170): un generador de señal de análogas características que el utilizado para

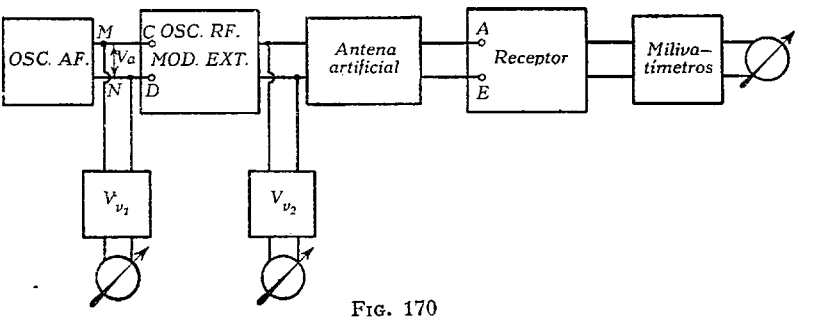


FIG. 170

la medida de sensibilidad y que permita ser modulado en amplitud, con una profundidad de modulación constante, por una onda de audiofrecuencia exterior; un oscilador de audiofrecuencia graduado para variaciones en todo el margen de frecuencias audibles; un milivatímetro, y dos voltímetros de válvula.

El generador de radiofrecuencia se ajusta para la frecuencia portadora en la que se desee realizar la serie de medidas, sintonizando el receptor a esta misma frecuencia. El generador, el milivatímetro y uno de los voltímetros de válvula se conectan al receptor en la misma forma que para la medida de sensibilidad, y el otro voltímetro, derivado entre las bornas de salida *M* y *N* del oscilador de audiofrecuencia.

Con esta disposición, la onda engendrada por el oscilador de audiofrecuencia se aplica a las bornas de *modulación exterior*, *C* y *D*, del generador de señal (fig. 170). Si se toman los 400 c/s como base de referencia, se hará una primera medida de la potencia de salida del receptor, ajustando el oscilador a 400 c/s para una salida de tensión de dicho oscilador, v_a. Seguidamente se variará la frecuencia moduladora desde los 400 c/s a un lado y a otro del margen, descendiendo hasta los 30 c/s y subiendo hasta los 10 000 c/s, realizando tantas

lecturas de potencia de salida como sean necesarias según la precisión que se pretenda.

Llevando sobre el eje $0x$ (fig. 171) las audiofrecuencias sucesivamente ensayadas, y sobre el eje $0y$ los valores de atenuación expresados en decibelios, tomando como base la potencia de salida para 400 c/s, se obtiene la representación gráfica de la fidelidad del receptor en el margen de frecuencias dado sobre $0x$.

Es muy importante que mientras se varía la frecuencia del oscilador de audiofrecuencia permanezcan constantes las tensiones de salida v_a y la del generador de señal, lo que asegura la constancia de la profundidad de modulación.

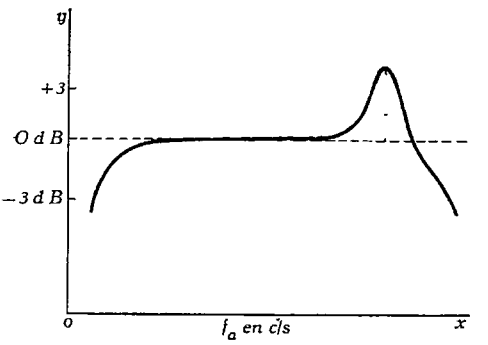


FIG. 171

La medida de fidelidad en receptores de MF no se diferencia de la que se ha descrito para receptores de MA más que en el tipo de generador de señal a emplear. Sustituyendo el generador de señal con modulación de amplitud por un generador con modulación de frecuencia en el montaje de la figura 170, se pueden realizar las medidas de fidelidad en receptores de MF por un procedimiento análogo al descrito para los de MA. La medida de fidelidad tratada hasta aquí no permite un análisis de la distorsión armónica producida por la curvatura de las características de las válvulas. Esta distorsión está determinada por la aparición de ondas de frecuencias doble, triple, etc., de la fundamental, que no formaban parte de la señal original.

El ensayo completo de la fidelidad del receptor exige, además de la prueba descrita, el análisis de la distorsión armónica que comprende: determinación del porcentaje total de armónicos y medida de la amplitud de cada onda de frecuencia armónica de la fundamental.

Medida del porcentaje total de armónicos. Cabe considerar dos casos: medida de la distorsión de la sección de audiofrecuencia y de la distorsión del conjunto del receptor.

Un montaje apropiado para efectuar la medida de distorsión (figura 172) consta de un generador patrón de audiofrecuencia OSC_1 cuya salida, de frecuencia f_a y tensión e_a, se aplica entre la rejilla de la primera válvula preamplificadora de audiofrecuencia y la masa de la sección amplificadora de audiofrecuencia del receptor; y un puente de Wien conectado por sus vértices C y D a los terminales M y N del secundario del transformador de salida del receptor, y por sus vértices A y B a la entrada de un voltímetro de válvula V_v.

El puente de Wien actúa como un filtro de estrecha banda cuyas

condiciones de equilibrio, deducidas de la ecuación general (I, 4), están dadas por

$$\frac{R_4}{\frac{1}{R_1} + j\,\omega\,C_1} = R_2\left(R_3 + \frac{1}{j\,\omega\,C_3}\right)$$

e igualando las partes imaginarias y reales queda:

$$\omega^2\,C_1\,C_3\,R_3\,R_1 = 1 \qquad \text{(V, 1)}$$

$$\frac{C_1}{C_3} = \frac{R_4}{R_2} - \frac{R_3}{R_1} \qquad \text{(V, 2)}$$

Haciendo $\sqrt{C_3\,R_3} = K$ se obtiene, despejando f en (V, 2),

$$f = \frac{1}{2\,K\,\pi\,\sqrt{C_1\,R_1}}$$

que corresponde a la frecuencia de equilibrio del puente, es decir, la frecuencia que determina una diferencia de potencial nula entre los

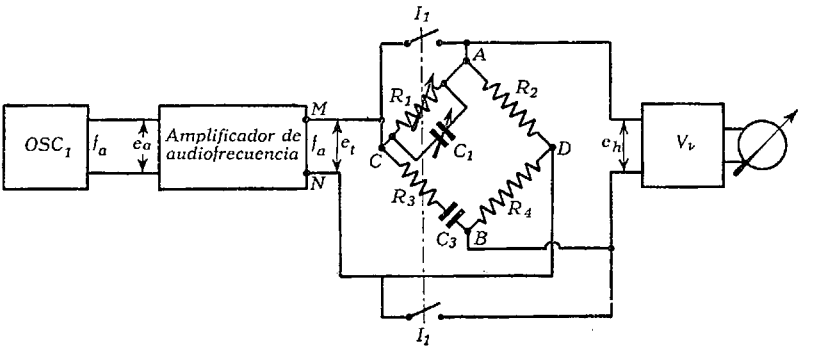


FIG. 172

vértices A y B. Cualquiera otra frecuencia exigirá, para que se produzca el equilibrio del puente, distintos valores de C_1 y R_1 que verifiquen simultáneamente (V, 1) y (V, 2). Por consiguiente, tomando como variables C_1 y R_1 se podrá variar la frecuencia de equilibrio del puente.

Si en la disposición de la figura 172 se ajusta el puente de Wien a la frecuencia de equilibrio f_a, entre los vértices A y B se desarrollará una tensión e_h que corresponderá exclusivamente a los armónicos introducidos por la etapa de audiofrecuencia del receptor más los producidos por el generador patrón de audiofrecuencia.

Cortocircuitando el puente mediante el conmutador I_1, se aplica a la entrada del voltímetro de válvula la tensión e_t de la señal de frecuencia f_a y sus armónicos. La relación

$$\frac{e_h}{e_t} \times 100 = h\,\%$$

da el tanto por ciento de armónicos introducidos por el sistema de prueba y la sección de audiofrecuencia probada.

Es evidente que, por el mismo procedimiento, se puede medir separadamente el porcentaje de armónicos h_{ga} % introducidos por el generador de audiofrecuencia, de modo que el porcentaje de armónicos de la sección de audiofrecuencia del receptor se deduce por la fórmula

$$h_{af} \% = (h - h_{ga}) \%.$$

Esta corrección puede ser evitada si se intercala entre el generador y el equipo en prueba (fig. 173) un filtro de banda estrecha A que sola-

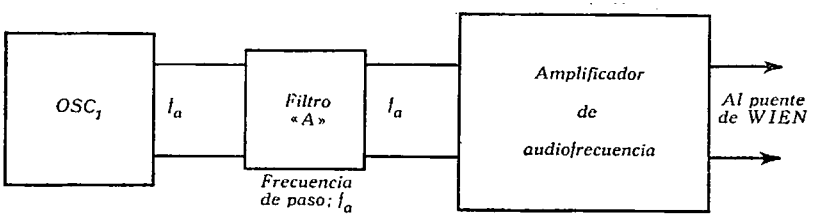


FIG. 173

mente permita el paso sin atenuación a la señal de frecuencia f_a, con lo que quedan eliminados los armónicos producidos por el generador, y directamente se obtiene

$$\frac{e_h}{e_t} \times 100 = h_{af} \%.$$

Para medir el porcentaje de armónicos introducidos por el conjunto del receptor se requiere, aparte de todos los aparatos empleados en el ensayo anterior, un generador patrón de radiofrecuencia OSC_2 que permita ser modulado por una señal exterior y que no produzca distorsión o la menor posible. La tensión de salida e_s de OSC_1 se aplica

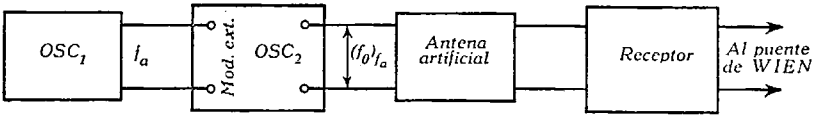


FIG. 174

a las bornas de modulación exterior (fig. 174) de OSC_2. La señal f_0 generada por OSC_2 y modulada por f_a, se envía a las bornas de antena y tierra del receptor a través de una antena artificial patrón. Con esta disposición, se mide la distorsión a la salida de audiofrecuencia del receptor, obteniéndose un porcentaje igual a h_r %. Este valor puede tomarse, prácticamente, como el tanto por ciento de distorsión produ-

cido por el receptor, ya que la distorsión producida por los dos generadores patrones puede considerarse despreciable.

Otro procedimiento para obtener el porcentaje de distorsión introducido por la sección de audiofrecuencia del receptor, consiste en aplicar a la entrada de un voltímetro de válvula V_v (fig. 175) la onda distorsionada de frecuencia fundamental f_a y la señal pura de frecuencia f_a defasada 180° respecto de la anterior y de la misma amplitud que aquélla. En estas condiciones, la tensión e_h medida por el voltímetro de válvula corresponderá exclusivamente a la suma de las ondas armónicas. Llamando e_t a la tensión de la fundamental f_a más los armónicos, el porcentaje de distorsión producido por la sección de audiofrecuencia se obtiene por la expresión

$$h_{af}\,\% = \frac{e_h}{e_t} \times 100.$$

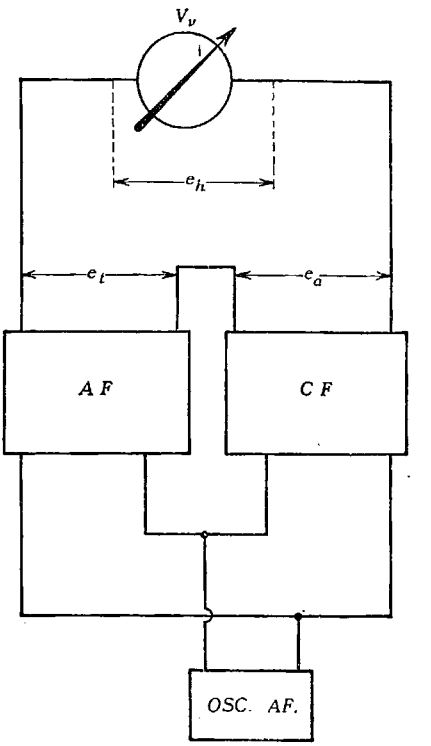


FIG. 175

El montaje apropiado para hacer esta medida (fig. 176) consta de un generador patrón de audifrecuencia OSC_1 cuya tensión de salida e_a, de frecuencia f_a, se aplica simultáneamente, por un lado al sistema en prueba AF, y por otro a un dispositivo corrector de fase, para ajustar el desfase entre la señal pura producida por OSC_1 y la señal distorsionada que proporciona AF. Estas dos señales se aplican simultáneamente a la entrada de V_v, que registrará solamente la tensión de los armónicos al quedar anulada la tensión e_a, componente fundamental de la onda de salida de AF, por la tensión $-e_a$ tomada de la salida del corrector de fase:

$$(e_a + e_h) - e_a = e_h$$

$$e_a + e_h = e_t.$$

Para efectuar la medida se regulan la magnitud y la fase de e_t y e_a por medio de los potenciómetros P_1 y P_2 y las llaves S_1 y S_2, hasta obtener la mínima lectura en el voltímetro de válvula que corresponde a la tensión e_h de los armónicos. Seguidamente se cortocircuitan las bornas M y N de salida del corrector de fase, con lo que el voltímetro

registrará la tensión e_t de la salida del sistema de audiofrecuencia.

El porcentaje de distorsión se determina, por medio de los valores

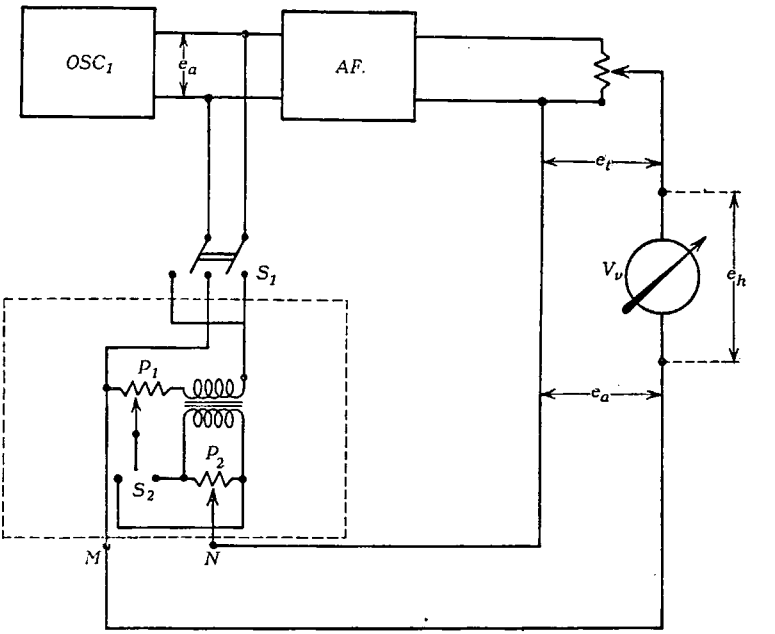


FIG. 176

de tensión así obtenidos, por la misma fórmula empleada para el método anteriormente descrito.

Medida de la amplitud de los armónicos. En el Capítulo IV se ha desarrollado con detalle el procedimiento de medida de la amplitud de los armónicos introducidos por un sistema de audiofrecuencia o un sistema mixto de audio y radiofrecuencia sobre una señal de audiofrecuencia exenta de armónicos a la entrada de los mismos, por lo que se omite aquí.

En cambio, es oportuno hacer una indicación acerca del dispositivo general para efectuar una medida de la distorsión armónica que produce el sistema transmisor-receptor sobre una señal audiofrecuente pura aplicada a la entrada del transmisor de telefonía. Para ello se aplica la salida f_a del generador de audiofrecuencia OSC_1 (fig. 177) al primario del transformador de micrófono del transmisor, la cual modula la portadora f_0 del equipo emisor perfectamente ajustado. A la salida del receptor distante se conectan los terminales de entrada de un analizador de ondas (véase Capítulo IV) y se procede a la medida de cada uno de los armónicos de f_a por los procedimientos descritos al tratar de la distorsión armónica de los transmisores.

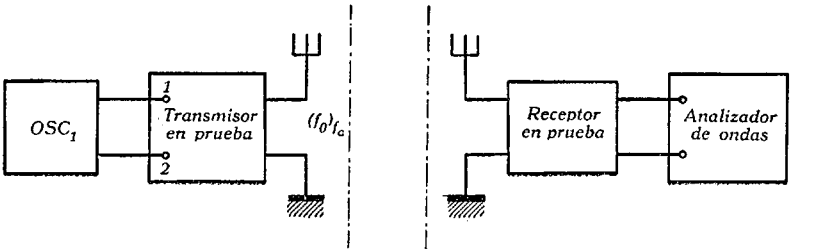


FIG. 177

4. Medida de la relación $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$. Atendiendo a la característica de ruido, queda limitada la sensibilidad de un receptor, definiéndose como «sensibilidad absoluta» del mismo el valor de la tensión de portadora, modulada por 400 c/s con profundidad del 30 %, que, inducida en la antena del receptor, determina una relación $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$ comprendida entre 6 y 34 dB para receptores de M A y superior a 60 dB para receptores de M F (1).

La relación $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$ es la razón entre la potencia de salida en milivatios para portadora en antena modulada por 400 c/s con 30 % de profundidad, y la salida en milivatios cuando se suprime la modulación.

Llamando W_m a la potencia de salida para portadora modulada y W_p a la potencia de salida para portadora sin modular, la razón $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$ viene dada en decibelios por

$$N_{dB} = 10 \log \frac{W_m}{W_p}$$

La medida se realiza como en el caso ya estudiado de medida de sensibilidad.

Las causas del ruido de fondo de los receptores pueden ser exteriores (atmosféricos, efecto térmico en la antena) e interiores (efecto térmico en los elementos disipativos, efectos en las válvulas), pudién-

(1)

Estación	Señal útil (mW)	$\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$ (dB)
Telegrafía	1	10
Telefonía	1 á 5	15

dose evaluar separadamente las relaciones $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$ total, medida que se realiza sistemáticamente en las estaciones receptoras de tráfico y en las condiciones normales de funcionamiento, y $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$ interna (o propia).

Para efectuar esta última medida, deberá apantallarse totalmente el receptor para evitar que capte ruidos parásitos externos. Además se procurará un buen desacoplo de radiofrecuencia a la entrada de tensión de la red o, mejor aún, se sustituirá la fuente de alimentación enchufable a la red, por un equipo de baterías, a fin de eliminar toda clase de parásitos industriales.

En receptores de MF, se utilizará un generador modulado en frecuencia. Si se trata de medir el nivel de ruido de las etapas de radiofrecuencia y frecuencia intermedia del receptor, la salida se mide

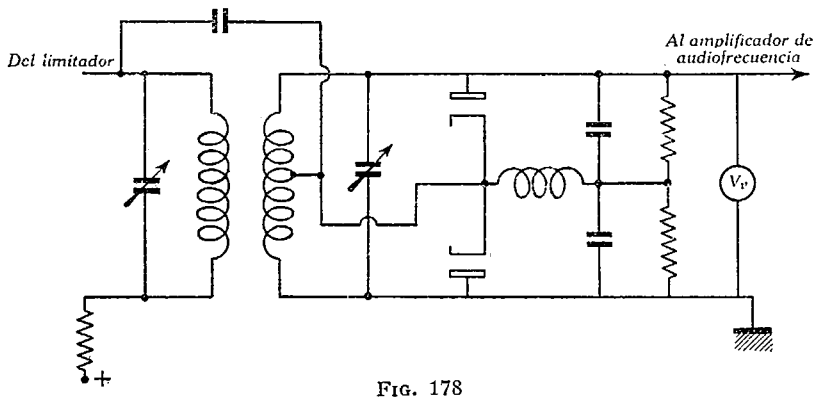


FIG. 178

mediante un voltímetro de válvula conectado entre los extremos de la carga del discriminador (fig. 177). Para medir la relación $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$ del conjunto del receptor, se empleará, como en los receptores de MA, un milivatímetro conectado a la salida de la etapa final de audiofrecuencia. Puesto que la recepción es muy silenciosa en este tipo de receptores, se exige una elevada relación $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$ superior a los 60 dB.

5. **Medida de la protección contra la frecuencia imagen.** Si f_i es la frecuencia intermedia de un receptor superheterodino en el que, por ejemplo, el oscilador local está ajustado para generar una frecuencia f_0 superior a la frecuencia de entrada f_e, se tiene

$$f_0 - f_e = f_i.$$

Hay otra frecuencia de entrada f'_e, llamada frecuencia imagen de f_e tal que

$$f'_e - f_0 = f_i,$$

es decir,

$$f'_e = f_e + 2\,f_i.$$

Esta frecuencia f'_e no experimenta, por consiguiente, ninguna atenuación al atravesar el sistema de filtros de banda de la frecuencia intermedia del receptor y solamente puede ser eliminada, o reducida su intensidad, en los circuitos de radiofrecuencia de entrada. Por esta razón, para prevenir toda eventual interferencia entre la frecuencia f_e y la portadora situada sobre la frecuencia imagen f'_e, debe mantenerse, dentro de los límites establecidos (1), la relación entre la tensión deportadora $E_{f'_e}$ modulada (400 c/s, 30 %) y la tensión deportadora de la señal imagen $E_{f'_e}$ para una potencia de salida normalizada (50 m W). Esta razón expresada en decibelios es la siguiente:

$$N \text{ dB} = 20 \log \frac{E_{f_e}}{E_{f'_e}}$$

y las medidas se efectúan por el mismo procedimiento empleado para medir la sensibilidad.

6. Medida de la estabilidad de frecuencia del oscilador local del superheterodino. Esta medida es de parecidas características a la realizada en transmisores para comprobar el grado de desviación de la frecuencia en función de la temperatura.

Para hacer la prueba de estabilidad del oscilador de un receptor, se aplica a la entrada de este receptor (fig. 179) una portadora f_e, comprendida dentro del margen de frecuencias que se desee ensayar, engendrada por un oscilador OSC_1 RF gobernado por cristal de cuarzo. Al canal de frecuencia intermedia (f_i) del receptor se inyecta una señal de frecuencia $f_i \pm f_a$ engendrada por el oscilador OSC_2 RF, igualmente gobernado por cristal. La salida de audiofrecuencia del receptor se lleva a las placas verticales VV' del osciló grafo de rayos catódicos ORC, el cual recibe en sus placas horizontales HH' la señal de frecuencia regulable f_b suministrada por el oscilador de audiofrecuencia OSC_1 AF. Se ajusta el receptor a la frecuencia del OSC_1 RF, lo que determinará la máxima desviación vertical del rayo catódico del osciló grafo. La audiofrecuencia de salida del receptor viene dada por

$$|f_a| = f_i + f_a - f_i \qquad \text{(V, 3)}$$

Se regula la frecuencia f_b hasta obtener una imagen elíptica en la pantalla del osciló grafo, condición para la cual se verifica

$$f_a = f_b,$$

(1) Un límite práctico es

$$20 \log \frac{E_{f_e}}{E_{f'_e}} = 25 \text{ dB},$$

es decir, que en las condiciones iniciales de la prueba, para la frecuencia de referencia f_0 del oscilador, la audiofrecuencia de salida del receptor es igual, por ejemplo, a $f_{b,1}$.

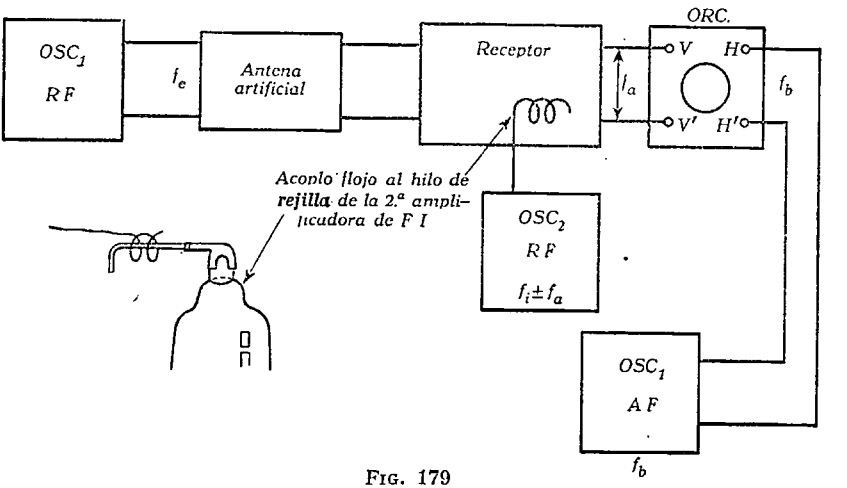


FIG. 179

Si la frecuencia f_0 experimenta una variación $\pm \Delta f_0$, como f_e se mantiene constante, se tiene

$$f_0 \pm \Delta f_0 - f_e = f_i \pm \Delta f_0,$$

valor que introducido en (V, 3) da lugar a

$$f'_a = f_i + f_a - f_i \mp \Delta f_0,$$

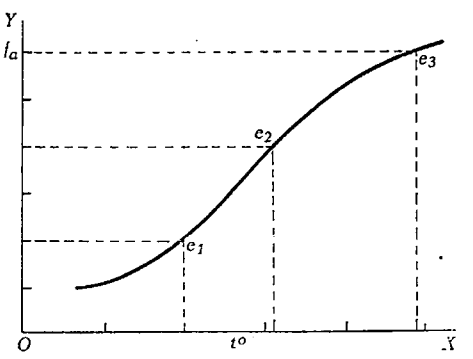


FIG. 180

es decir,

$$f'_a = f_a \mp \Delta f_0,$$

luego para mantener la coincidencia de frecuencias en las señales aplicadas a las placas verticales y horizontales del oscilógrafo, deberá variarse la frecuencia del OSC_1 AF $f_{b,1}$ en $\mp \Delta f_0$.

Esta desviación de frecuencia $\mp \Delta f_0$ introducida en el OSC_1 AF, puede ser medida en el mando de sintonía de este oscilador, que permite determinar variaciones inferiores a cinco ciclos.

Si lo que se desea comprobar es la estabilidad del oscilador local en función de la temperatura de sus circuitos propios, se debe evitar

toda otra causa de deslizamiento de frecuencia, por lo que el receptor deberá ser alimentado por medio de baterías y montado sobre una base rígida para evitar vibraciones mecánicas, y se colocará un termómetro en las proximidades de los elementos del circuito del oscilador local del receptor que pueda ser observado sin necesidad de ser variado de posición. Las temperaturas sucesivamente leídas en el termómetro se toman sobre el eje $0x$ de un sistema de coordenadas (figura 180), y las frecuencias correspondientes del oscilador local, sobre el eje $0y$, determinando, por intersección de las abscisas y ordenadas así obtenidas, los puntos e_1, e_2, ... e_n de la curva de estabilidad del oscilador local ensayado.

7. Determinación de la característica del CAS. La acción del control automático de sensibilidad (CAS) de un receptor (fig. 181) puede

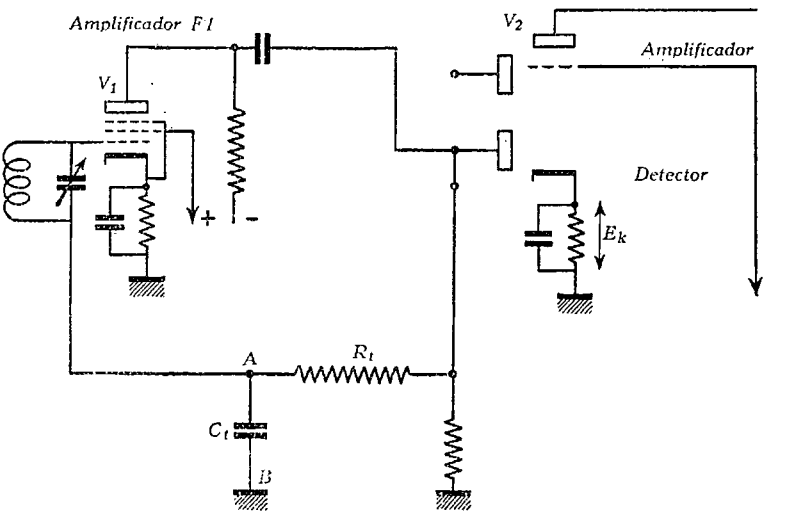


FIG. 181

ser evidenciada por medio de la curva característica obtenida midiendo los diferentes valores de potencia de salida del receptor para sucesivas tensiones de radiofrecuencia aplicadas a la entrada del mismo. Sobre $0x$ (fig. 182) se toman los valores de la tensión de entrada, y sobre $0y$ los correspondientes valores de potencia de salida, o bien las variaciones de tensión y potencia respectivamente, expresadas en decibelios, obteniéndose la curva representativa del funcionamiento del CAS. La sección AB de esta curva pone de manifiesto que, para pequeñas tensiones de entrada, no actúa el control automático (máximo rendimiento de amplificación del receptor), por causa de la polarización positiva E_K del cátodo de V_2 (fig. 181) que impide el funcionamiento del control para señales débiles de entrada (CAS diferido). La sección

$B\,C$ indica la acción limitadora del control para valores medios de la tensión de entrada superiores a E_K (rendimiento de amplificación del receptor reducido por la acción del CAS).

Si la variación de la sensibilidad del receptor por efecto del control automático fuera instantánea, dicha sensibilidad resultaría afectada por la modulación. Para evitarlo, se intercala en la línea del CAS un filtro formado por resistencia y capacidad (fig. 181) que amortigua la envolvente de modulación. La constante de tiempo $C_t\,R_t$ del filtro debe ser de un valor tal que, cumpliendo la condición anterior, haga

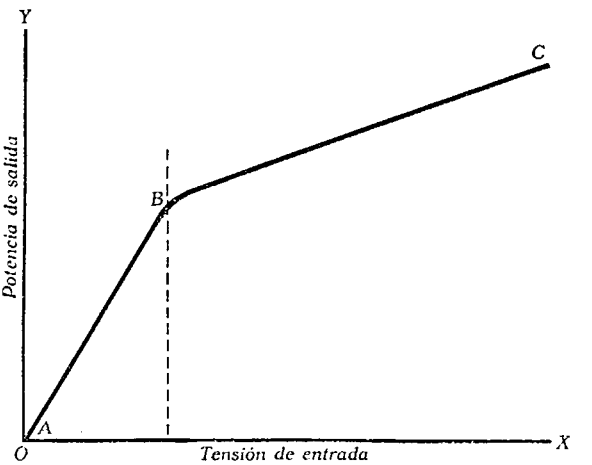


FIG. 182

inapreciable al oído el período de tiempo comprendido entre la recepción de una portadora intensa y la acción del CAS. Este tiempo está determinado por la constante $C_t\,R_t$ de acuerdo con la relación [1].

$$\theta = C_t\,R_t \times 10^{-6}$$

(θ en segundos, para C_t en μF y R_t en ohmios)

siendo un valor conveniente para θ, $^1/_{200}$ segundos.

---

[1] La tensión entre los puntos A y B de la línea del CAS (fig. 181) es máxima cuando el condensador está totalmente cargado, instante en que el control automático regula con pleno rendimiento, es decir, cuando la corriente de carga del condensador se reduce a 0. El tiempo total de carga es, teóricamente, infinito; pero en este caso práctico se considera cargado el condensador cuando la corriente transitoria i se reduce a $^1/_e$ de la inicial I:

$$\frac{I}{e} = I \cdot e^{-\frac{\theta}{C_t\,R_t}}$$

o bien, tomando logaritmos naturales,

$$\frac{\theta}{C_t\,R_t} = l\,e = 1\,.$$

8. **Mediciones con dos señales.** Las medidas de selectividad, relación $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$ y protección contra la frecuencia imagen descritas, presuponen que el receptor funciona en condiciones de máxima amplificación, es decir, que el control automático está bloqueado (línea del CAS conectada a masa). Mas como el funcionamiento normal del receptor implica la acción del control automático, que influye en las citadas características, los métodos expuestos no son suficientemente precisos, por lo que se sustituyen, cuando el rigor de la medida lo hace recomendable, por el método de dos señales.

La selectividad del receptor está condicionada por fenómenos secundarios que no son revelados, si se efectúan las medidas por el método de una señal: acción del CAS, demodulación, trasmodulación, etc. Por ejemplo, el control automático de sensibilidad actúa disminuyendo la selectividad aparente obtenida por mediciones a un lado y a otro de la portadora f_0, a la que está sintonizado el receptor, manteniendo el CAS bloqueado. La señal $f_0 \pm \Delta f_0$ próxima a la frecuencia de la portadora f_0 sintonizada, no es regulada por el CAS; a causa del amortiguamiento que experimenta al atravesar los circuitos desintonizados respecto de ella. En cambio, el CAS actúa para f_0, de mayor intensidad, por ser la onda sintonizada por el receptor; por consiguiente, la relación $\frac{E_0 + \Delta E_0}{E_0}$ entre las tensiones de entrada de $f_0 \pm \Delta f_0$ y f_0, o bien la razón $\frac{W_0 - \Delta W_0}{W_0}$ entre las potencias de salida del receptor para dichas frecuencias, será menor que la obtenida en la medida con el CAS bloqueado.

Aparentemente, esta diferencia entre las condiciones de funcionamiento normal y de prueba podría ser subsanada poniendo en circuito el CAS para la medida; pero no se conseguirían tampoco datos correctos, porque en cuanto se desplazara la frecuencia del generador de señal $+ \Delta f_0$, desaparecería la portadora f_0 y dejaría de actuar el CAS, de suerte que la lectura inicial obtenida a la salida del receptor para $f_0 \pm \Delta f_0$ no correspondería a las condiciones de funcionamiento real y, como consecuencia, resultarían erróneas las relaciones

$$\frac{E_0 + \Delta E_0}{E_0} \quad \text{ó} \quad \frac{W_0 - \Delta W_0}{W_0}$$

que se establecieran con los valores así obtenidos.

El método de dos señales elimina el error, ya que una de las señales aplicada permanentemente a la entrada del receptor hace el oficio de portadora f_0 y gobierna el control automático de sensibilidad, mientras que en la otra se introducen las desviaciones de frecuencia. El sistema de medida comprende dos generadores patrones de radiofrecuencia OSC_1 y OSC_2 que pueden conectarse en serie (fig. 183 *a*) o en paralelo (fig. 183 *b*). Para la conexión en serie se aplica el terminal

activo de la salida de OSC_1 a la borna de antena del receptor que se desea probar, a través de una antena artificial de las mismas características que la empleada en las medidas con una sola señal. El terminal de masa de OSC_1 se conecta al terminal activo C de OSC_2, y la masa de éste a la masa del receptor. Una variante de la conexión en serie

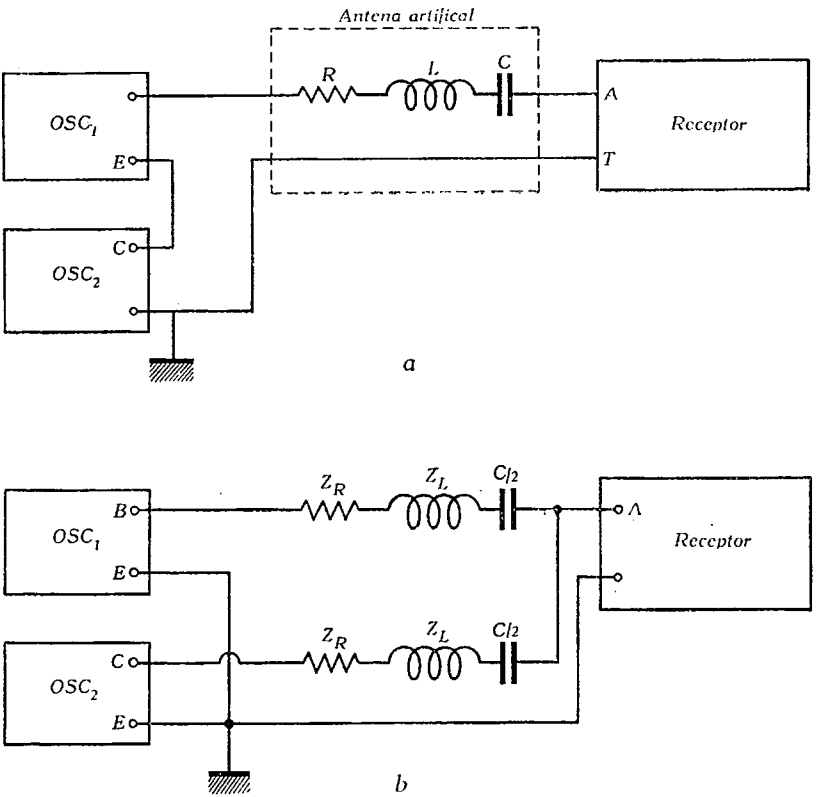


FIG. 183

(fig. 184) consiste en aplicar el terminal activo de OSC_2, a través del secundario del transformador de alta frecuencia T_a y de la antena artificial, a la borna de antena del receptor, uniendo entre sí las masas del receptor y de OSC_2. La tensión de salida de OSC_1 se aplica en serie con la de OSC_2 por medio del transformador T_a. De esta forma se evitan las capacidades parásitas que aparecen en el montaje anterior a causa de no estar conectada a masa la borna E de OSC_1. En efecto, para aquel montaje (fig. 183 *a*), si el generador OSC_1 está alimentado por la red, toda la capacidad de la red a tierra queda derivada de los terminales C y E de OSC_2.

La conexión en paralelo también elimina este efecto, ya que los terminales *E* de ambos generadores se conectan a masa; pero tiene la desventaja de que, por quedar cargado cada uno de ellos con la baja impedancia de salida del otro, la tensión entre las bornas de salida *B-E* y *C-E* se reduce prácticamente a la mitad de la nominal leída

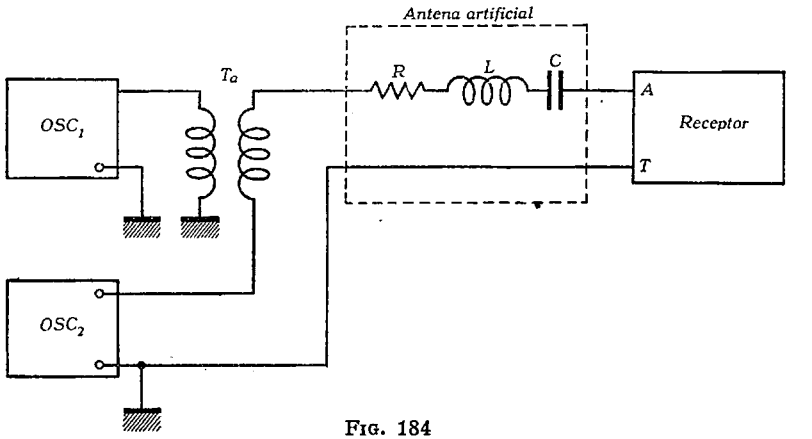


FIG. 184

en el atenuador de salida. Además exige el empleo de dos antenas artificiales que, conectadas en paralelo sobre la entrada del receptor, proporcionen la impedancia de la antena artificial patrón.

Para efectuar la medida, OSC_2 se ajusta a la frecuencia f_0 sobre la que se desea efectuar el ensayo de selectividad y se regula la tensión de salida e_2 hasta obtener el valor de 50 μV, 5 mV ó 50 mV, según que se vaya a realizar una medida de selectividad para una señal lejana, media o local, modulando la señal de radiofrecuencia mediante una nota de 400 c/s con una profundidad de modulación del 30 %. El receptor sometido a prueba, con el control automático de sensibilidad en circuito, se ajusta a la frecuencia f_0, y se regula la amplificación en audiofrecuencia hasta obtener una potencia de salida de 500 milivatios. La razón de emplear esta potencia de salida como referencia es la siguiente: admitiendo, con arreglo a las normas del IRE *(Institute of Radio Engineers)*, que la máxima potencia de salida

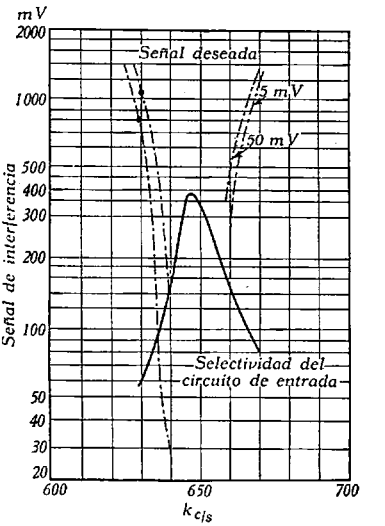


FIG. 185

$W_0 - \Delta W_0$, para señales próximas a la portadora sintonizada f_0, debe ser —30 dB respecto de la potencia de salida W_0 determinada por f_0, para asegurar una recepción limpia, si se establece como potencia base W_0 los 50 milivatios, las señales de interferencia debieran determinar potencias no superiores a 0,05 mW:

$$W_0 \pm \Delta W_0 = W_0 \text{ antilog } \frac{-30}{10} = 50 \times 0{,}001 = 0{,}05 \text{ mW.}$$

Con esta pequeña potencia de salida de las señales interferentes es difícil hacer la medida, pues frecuentemente quedaría enmascarada por la potencia entregada a la salida por el ruido de fondo del receptor. En cambio, si se toma como potencia base W_0 los 500 mW, las señales interferentes de potencias $W_0 - \Delta W_0$ de —30 dB respecto de W_0, determinan 0,5 mW de salida:

$$W_0 - \Delta W_0 = 500 \times \text{antilog} - 3 = 500 \times 0{,}001 = 0{,}5 \text{ mW}$$

superior a la del ruido del receptor.

Seguidamente se ajusta la frecuencia de OSC_1 hasta que coincida exactamente con f_0 (batido cero, con modulación del OSC_2 eventualmente cortada), y se regula la tensión de salida e_1 hasta obtener el mismo valor que para e_2. La portadora generada por OSC_1 no debe ser modulada. Con esta disposición, se desvía 5 kc/s la frecuencia generada por el OSC_2 y se regula e_2 hasta que el medidor de salida indique una potencia de 0,5 mW, anotándose el valor de e_2 que cumple esta condición.

Este proceso se repite desplazando la frecuencia engendrada por OSC_2 a un lado y otro de f_0 por pasos de 5 ó 10 kc/s, y se toma nota del valor de e_2 para cada desviación de f_0.

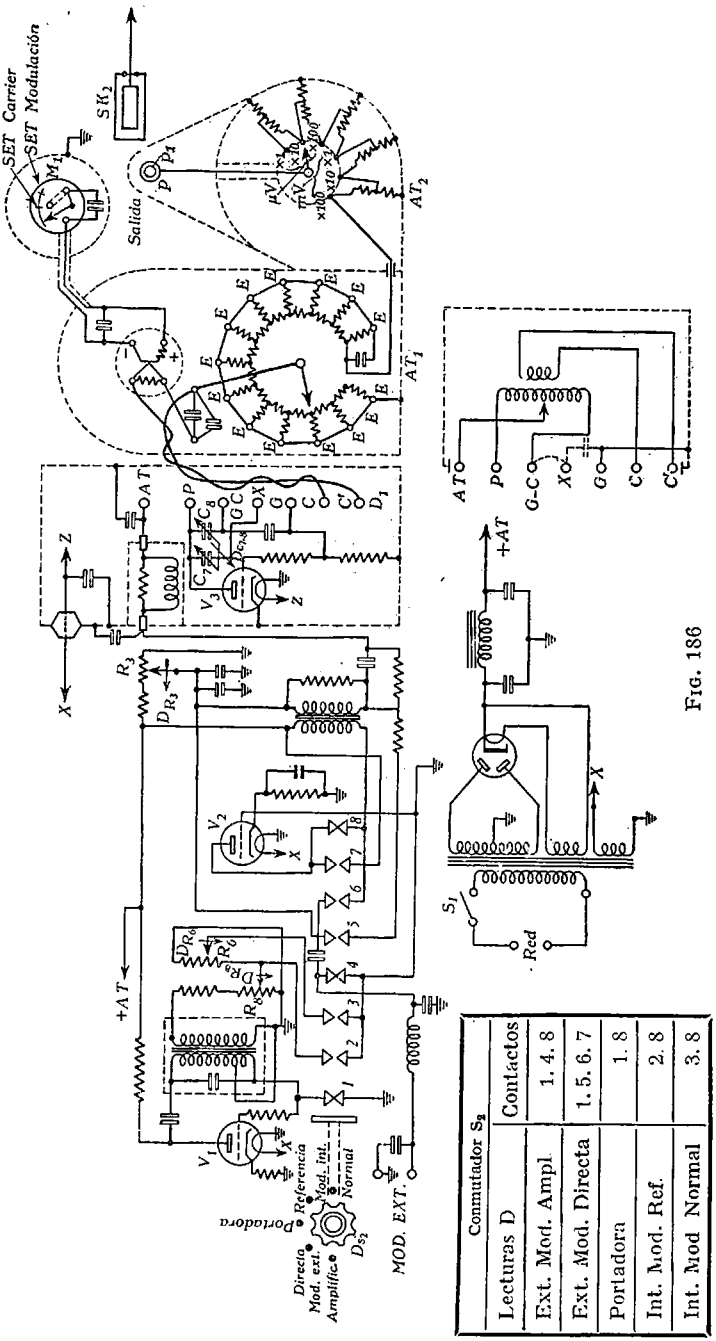
Tomando sobre el eje de abscisas las desviaciones de la frecuencia f_0 y sobre el eje de ordenadas los valores correspondientes de e_2 (fig. 185), se obtienen las curvas de selectividad para unas tensiones de portadora de 5 mV y 50 mV y un amortiguamiento de 30 dB.

La interpretación de la curva es inmediata: para una desviación de frecuencia de —20 kc/s, por ejemplo, respecto de la frecuencia central

$$f_0 = 650 \text{ kc/s},$$

se tiene sobre la curva de 5 mV una tensión de señal interferente de 0,7 v, y sobre la curva de 50 mW una señal de 1,2 v, que producen una potencia de salida de —30 dB respecto de la W_1 correspondiente a la frecuencia central; es decir, que para que una emisora local que llegue al receptor ensayado con un campo de 50 mV/m resulte interferida por una portadora separada —20 kc/s de la señal de dicha emisora sintonizada por el receptor, es preciso que la señal interferente llegue a la antena del receptor con un campo de 1,2 V/m, y para el caso de una señal que llegue al receptor con 5 mV/m, la interferencia debería llegar con 0,7 V/m para perturbar la recepción de la señal sintonizada.

Por el método de medida de dos señales se obtienen datos más exactos sobre protección contra la frecuencia imagen y contra las



Conmutador S_2	
Lecturas D	Contactos
Ext. Mod. Ampl.	1. 4. 8
Ext. Mod. Directa	1. 5. 6. 7
Portadora	1. 8
Int. Mod. Ref.	2. 8
Int. Mod Normal	3. 8

Fig. 186

señales parásitas de igual frecuencia que la frecuencia intermedia del receptor. El método de medida es el mismo descrito, tomando como señal interferente la frecuencia imagen y la frecuencia intermedia respectivamente. En ambos casos, la protección del receptor se expresa por la razón

$$\text{protección} = 20 \log \frac{e_2}{e_1}$$

donde e_2 corresponderá a frecuencia imagen o FI según el caso.

Tanto estas pruebas como las de selectividad antes desarrolladas, se efectúan para valores de f_0 correspondientes a las llamadas *frecuencias normales*, que son:

a) Margen de onda larga:

160 kc/s (1875 m)
200 » (1500 »)
300 » (1000 »)

b) Margen de onda media:

600 kc/s (500 m)
1000 » (300 »)
1400 » (214,3 »)

c) Margen de onda corta:

6 Mc/s (50 m)
10 » (30 »)
15 » (20 »)

9. Generador patrón de radiofrecuencia. Frecuentemente se ha requerido un generador de radiofrecuencia exactamente graduado

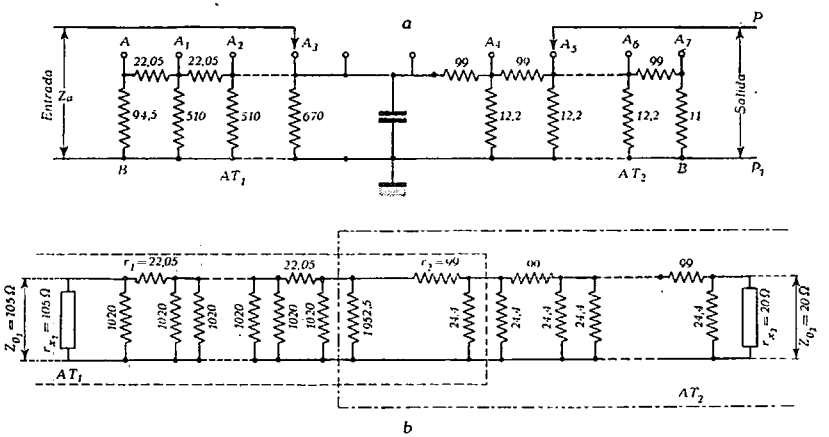


FIG. 187

en kilociclos o megaciclos que produzca ondas de frecuencias muy estables y de valor regulable continuamente dentro de un amplio

margen, por lo que, a manera de ilustración, se describe a continuación el generador de señal «Marconi» que reúne aquellas condiciones.

El generador de señal «Marconi» consta de una sección de radiofrecuencia, otra de audiofrecuencia, una unidad de suministro de energía incorporada al mismo aparato, y un atenuador en la salida de radiofrecuencia que, en combinación con un voltímetro, permite medir la radiofrecuencia de salida.

El conmutador de márgenes permite seleccionar ocho márgenes de frecuencias que abarcan desde 85 kc/s hasta 25 Mc/s, distribuídos según se indica en el cuadro siguiente:

Márgenes	Frecuencias
1	85 a 200 kc/s
2	200 a 500 »
3	500 a 1300 »
4	1300 a 2500 »
5	2,5 a 4,5 Mc/s
6	4,5 a 8 »
7	8 a 15 »
8	15 a 25 »

La sección de radiofrecuencia consta (fig. 186) de un oscilador montado en circuito Hartley sintonizable mediante el condensador variable de dos secciones C_7-C_8, de las cuales se usa una, C_8, para las frecuencias comprendidas entre 1,3 y 25 Mc/s, y ambas para las restantes frecuencias de trabajo. El eje común de los condensadores C_7-C_8 termina en el disco D_{C7-8}, sobre el cual, en ocho coronas concéntricas, están grabadas las escalas de los ocho márgenes de frecuencias. La tensión de salida del oscilador de RF se regula por medio del mando D_{R_3}, que gobierna el reóstato R_3, variando la alta tensión aplicada a la placa de la válvula osciladora de RF.

A la salida del oscilador de RF se acopla inductivamente la línea CC' del atenuador, en serie con la cual está intercalado el termoelemento del instrumento de medida M_1. Cuando el instrumento M_1 registra una desviación hasta la indicación *set carrier* de su escala, la tensión e_s aplicada a las bornas A y B del atenuador AT es de 1 v eficaz. Esta tensión de salida se regula (fig. 187 *a*) por medio del atenuador AT, que consta de dos unidades separadas mecánicamente, pero relacionadas estrechamente en cuanto a su funcionamiento, AT_1 y AT_2. La primera, AT_1, permite obtener una variación continua de la tensión de salida e_s, dentro de los límites determinados por la segunda sección atenuadora, AT_2, que es la que fija el factor de multiplicación.

La sección AT_1 se regula por medio del mando D_{AT_1}, que está graduado con diez divisiones, y la sección AT_2 mediante D_{AT_2}, con seis divisiones marcadas « $\times 1$ », « $\times 10$ », « $\times 100$ » μV y « $\times 1$ », « $\times 10$ » y « $\times 100$ » mV. La tensión de salida e_s viene dada, para la posición *set*

carrier de la aguja de M_1, por el producto de la lectura de D_{AT_1} por el factor de multiplicación indicado por D_{AT_2}.

Para una determinada frecuencia del generador, la tensión e_a de entrada al atenuador permanece constante cualesquiera que sean las

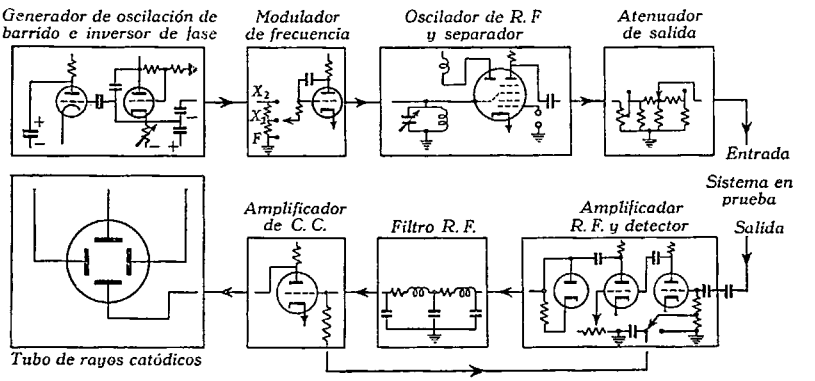


FIG. 188

posiciones de D_{AT_1} y D_{AT_2}, porque la impedancia Z_a que presenta el atenuador entre A, A_1, A_2, etc., y B es invariable (1).

(1) La impedancia característica $Z_{0,2}$ de la sección AT_2 (fig. 187 *b*), se obtiene aplicando la fórmula

$$Z_{0,2} = \pm \sqrt{\frac{r}{g}} \frac{1}{C h \nu} \qquad (A)$$

donde r se hace igual a $r_2 = 99$ ohmios, $g = g_2 = 80$ mS y $\nu = \nu_2 = 1{,}14$ radianes.

Sustituyendo valores en (A), en unas tablas de funciones hiperbólicas se tiene $C h\ 1{,}14 = 1{,}7$, resulta

$$Z_{0,2} \approx 20 \text{ ohmios.}$$

La carga terminal de 11 ohmios debe considerarse formada por dos resistencias en paralelo: una de 24,4 ohmios, que forma el montante de la π, y otra r_{x_2}, tal que

$$\frac{24{,}4 \times r_{x_2}}{24{,}4 + r_{x_2}} = 11 \text{ ohmios,}$$

es decir, $r_{x_2} = 20$ ohmios, siendo r_{x_2} la verdadera resistencia terminal del sistema de células π del atenuador AT_2. Por consiguiente, la impedancia de entrada de este atenuador, cerrado sobre su impedancia característica, será de 20 ohmios también.

Por operaciones similares se obtiene la impedancia característica de la sección AT_1 (fig. 187 *b*), sustituyendo en (A) los valores:

$$r_1 = 22{,}05 \text{ ohmios;} \qquad \frac{g_1}{2} = 1{,}96 \text{ mS;} \qquad \nu_1 = 0{,}105 \text{ radianes,}$$

y teniendo en cuenta que $C h\ 0{,}105 = 1{,}0055$, resulta

$$Z_{0,1} \approx 105 \text{ ohmios.}$$

La carga real de AT_1 está formada (fig. 187 *b*) por dos resistencias en paralelo,

La etapa de radiofrecuencia está modulada en placa por el paso amplificador de audiofrecuencia, que recibe la señal de un oscilador ajustado a 400 c/s. La regulación de la profundidad de modulación se consigue por medio de los reóstatos R_6 y R_8. En la posición *mod. int. ref.* del mando D_{S_2}, el circuito de regulación de la señal de audiofrecuencia está constituído por el reóstato R_8, quedando R_6 como resistencia en paralelo con R_8. En la posición *mod. int. normal* quedan en circuito los reóstatos R_8 y R_6, pudiendo ambos variar la profundidad de modulación. El mando D_{R_6} está graduado en tantos por ciento de modulación, y el ajuste de la profundidad de modulación se consigue, con D_{S_2} en la posición *mod. int. ref.* y girando D_{R_8} hasta que la aguja de M_1 llegue a la división *set mod.* de M_1. Sin mover D_{R_8}, la profundidad de modulación se mide por las indicaciones de D_{R_6}. con D_{S_2} en la posición *mod. int. normal.*

El equipo está dispuesto para trabajar con modulación exterior, que puede aplicarse directamente a la etapa de radiofrecuencia o a través del amplificador de audiofrecuencia.

El generador de señal puede funcionar, haciendo la oportuna selección con el mando D_{S_2}, sin modulación, con portadora modulada por 400 c/s y de profundidad de modulación regulable, y con modulación exterior regulable.

Para ensayos con portadora sin modular se selecciona, mediante el conmutador de ondas, el margen de frecuencia que se requiera y, girando $D_{C_{7-8}}$, se ajusta el oscilador de radiofrecuencia a la frecuencia deseada. La tensión e_{A_nB} aplicada a las bornas A_nB de entrada al atenuador, se regula por medio de D_{R_3}, hasta que la aguja de M_1 llegue a la indicación *set carrier* de su escala. En estas condiciones, se tiene en las bornas de salida PP_1 una tensión e_s de radiofrecuencia cuyo valor queda determinado por el producto de la lectura de D_{AT_1} por la de D_{AT_2}. La tensión e_s puede variarse entre 1 μV y 1 V. Para pruebas con portadora modulada, se tendrán en cuenta las indicacio-

---

una de 1020 ohmios y otra de 1952,5 ohmios, cuya resultante es la resistencia de 670 ohmios que forma el montante de la última π. En paralelo con este conjunto queda conectada una serie de dos resistencias $r_2 = 99$ ohmios y la impedancia de entrada de AT_2, $Z_{0,2} = 20$ ohmios. Combinando este conjunto de resistencias se obtiene como valor de la carga real de AT_1

$$r_{x_1} = 105 \text{ ohmios},$$

que coincide con la impedancia característica de AT_1; por consiguiente, su impedancia de entrada permanece invariable cualesquiera que sea el número de células atenuadoras que se intercalen. El valor de esta impedancia constante de entrada es la mitad del de la impedancia característica $Z_{0,1}$, puesto que, para cualquier posición de D_{AT_1}, quedan conectadas en paralelo a las bornas de entrada de AT_1 dos secciones del atenuador de impedancias iguales a $Z_{0,1}$ y, por esta razón,

$$Z_a = 52{,}5 \text{ ohmios}.$$

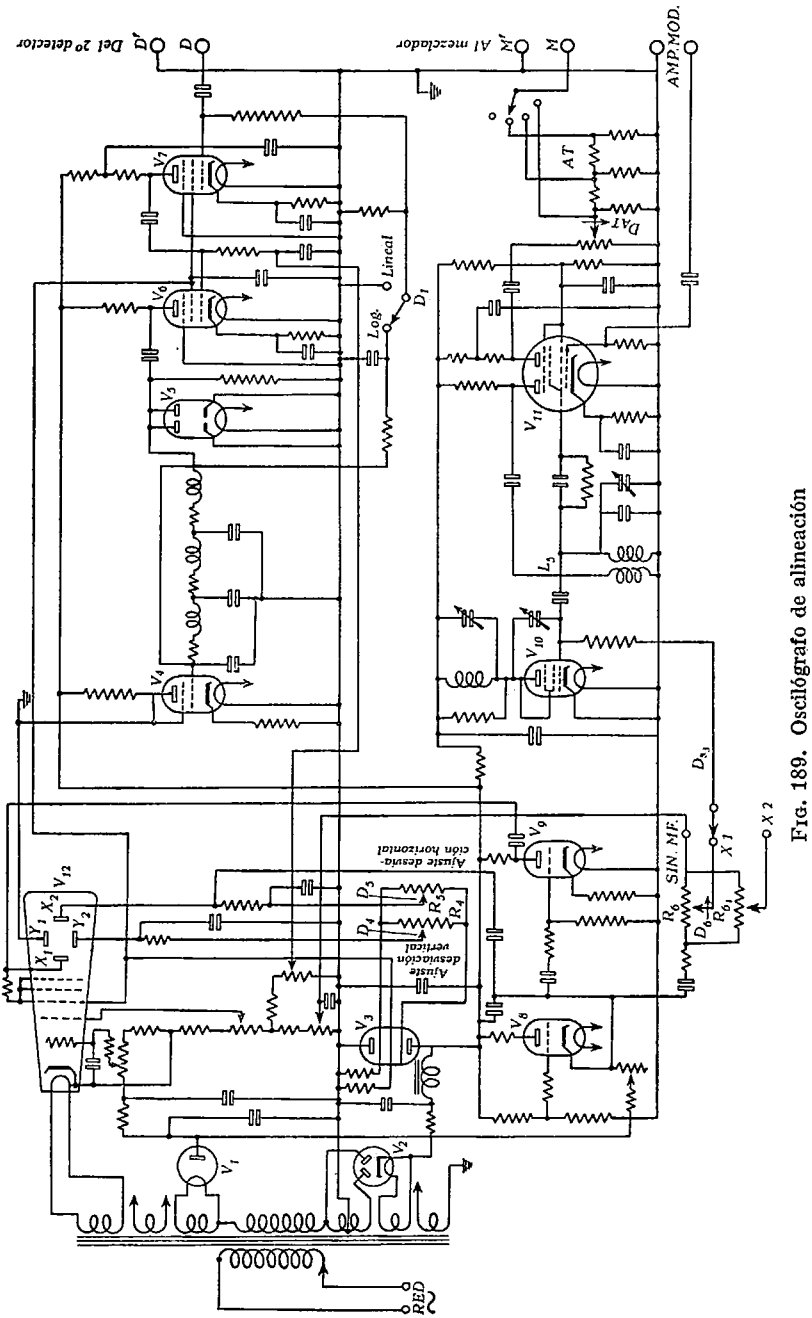


FIG. 189. Osciló grafo de alineación

nes dadas para regular el porcentaje de modulación y seleccionar el sistema de modulación, sin otra especial operación.

10. Oscilógrafo de alineación. Para la medida de selectividad de los receptores por medio del oscilógrafo se ha descrito una disposición que, por su frecuente empleo, suele estar incorporada al oscilógrafo, formando una unidad compacta.

El principio de funcionamiento de este aparato es el siguiente: un generador de ondas en diente de sierra (fig. 188) excita, por una parte, las placas horizontales del tubo de rayos catódicos y, por otra, modula la frecuencia de un oscilador de radiofrecuencia cuya salida se aplica al circuito sometido a prueba. La señal recogida a la salida del circuito en prueba se envía al sistema amplificador-detector del oscilógrafo de alineación para, finalmente, excitar las placas verticales del mismo.

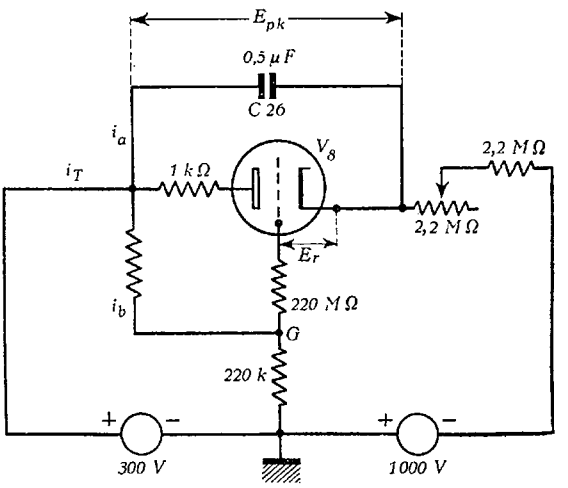


FIG. 190

El esquema de conjunto (fig. 189) muestra como partes esenciales del aparato, en su sección generadora, el oscilador de relajación (generador de ondas en diente de sierra) formado por la válvula V_8, triodo gaseoso, y la V_9, triodo inversor de fase; el modulador de frecuencia constituído por la válvula V_{10} de reactancia variable conectada en paralelo con el secundario sintonizado del transformador de alta frecuencia L_5; el oscilador de radiofrecuencia, que consiste en una válvula triodo-hexodo V_{11}, cuya sección triodo funciona como osciladora, acoplada electrónicamente a la sección hexodo, etapa separadora cerrada sobre un atenuador AT que permite regular el nivel de salida de la señal radiofrecuente del oscilador.

La sección receptora consta de dos etapas amplificadoras de radiofrecuencia formadas por las válvulas V_7 y V_6 acopladas entre sí por resistencia y condensador, seguidas de una válvula V_5, doble diodo, funcionando como detectora y control automático de sensibilidad, cuya salida excita una amplificadora de baja frecuencia V_4 que ataca las placas verticales del tubo de rayos catódicos.

Oscilador de relajación. La válvula V_8, triodo gaseoso o tiratrón, tiene la propiedad de ofrecer una gran resistencia al paso de la corrien-

te, cuando la diferencia de potencial entre placa y cátodo se mantiene por debajo de una tensión E_h, llamada «tensión de encendido», cuyo valor depende de la tensión E_r de cebado establecida entre rejilla y cátodo, y una muy pequeña resistencia, a causa de la ionización del gas contenido en la válvula, cuando se rebasa el valor E_h de la tensión placa cátodo. Al aplicar tensión a la placa de V_8 (fig. 190), la diferencia de potencial E_{pk} entre placa y cátodo irá aumentando lentamente durante el tiempo preciso para que el condensador C_{26} se cargue. A medida que C_{26} va adquiriendo carga, la tensión E_{pk} va aumentando hasta alcanzar el valor E_h para el cual el espacio interelectródico se hace conductor, produciéndose la rápida descarga del condensador a través de la válvula.

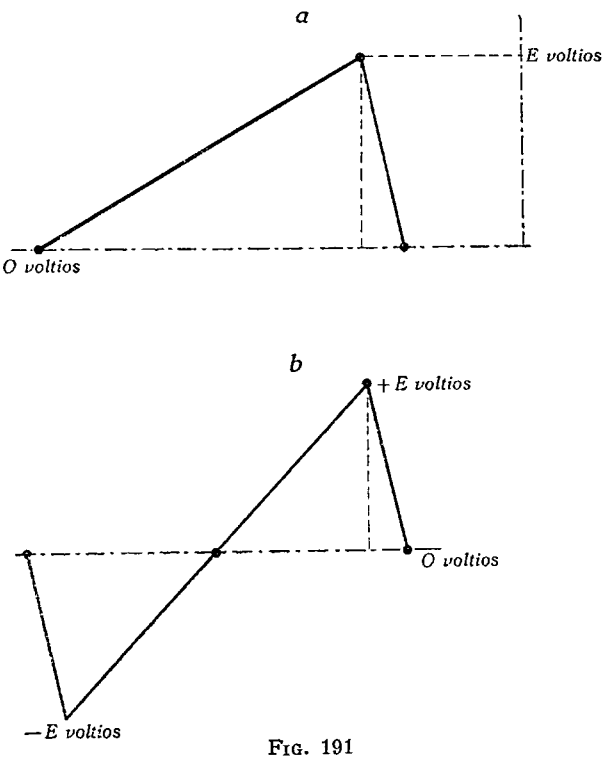


FIG. 191

Si las tensiones que sucesivamente va adquiriendo el cátodo respecto de tierra se aplican a una de las placas deflectoras horizontales H del oscilógrafo y la opuesta H' se supone conectada directamente a tierra, las variaciones de tensión establecidas entre H y H' admiten la representación gráfica de la figura 191 *a*. Mas, en el oscilógrafo de alineación que se describe, si bien a una de las placas horizontales se aplican las tensiones del cátodo de V_8 directamente, a la placa opuesta se llevan estas mismas tensiones previa una inversión de fase obtenida por intermedio de la válvula V_9, con lo que las diferencias de potencial sucesivamente establecidas entre H y H' (fig. 191 *b*) resultan de doble valor que en el caso anterior.

La rejilla de la válvula tiratrón actúa como reguladora y permite igualar los períodos de trabajo de la válvula, corrigiendo pequeñas diferencias entre los períodos de carga del condensador C_{26}, que determinarían alteraciones de las imágenes proyectadas en la pantalla

del tubo de rayos catódicos. En efecto, si la descarga del condensador tiende a producirse, en un ciclo cualquiera, anticipadamente con relación a los demás, encuentra la rejilla con una polarización positiva todavía baja, inferior a la del cebado de la válvula, que retrasa la ionización de ésta y, por tanto, difiere la descarga del condensador. Si el condensador retrasa la descarga, la rejilla, que ha alcanzado ya la polarización suficiente para el cebado de la válvula, determina la ionización de la misma y provoca la descarga del condensador.

Modulador de frecuencia y oscilador de radiofrecuencia. Las variaciones de amplitud de la onda en diente de sierra generada por el oscilador de relajación descrito, excitan la rejilla de la válvula V_{10}, moduladora de frecuencia (fig. 189), acoplada a la osciladora de radiofrecuencia V_{11}. Al variar la tensión de excitación aplicada a la rejilla de V_{10}, con las distintas amplitudes de la onda moduladora, resultan variaciones correspondientes de la reactancia de V_{10}, lo que produce la modulación de frecuencia de la portadora f_0, generada por el oscilador de radiofrecuencia.

Esta portadora modulada en frecuencia se amplifica por medio de la etapa amplificadora-separadora que forma la sección hexodo de V_{11} y se aplica, a través del reóstato R_9 regulable desde el panel frontal del aparato, al atenuador AT provisto de tres derivaciones que permiten variar, mediante el mando D_{AT}, el nivel de salida de la señal de radiofrecuencia. La salida del atenuador termina en las bornas *M-M'* marcadas «*al mezclador*» en el frente del oscilógrafo.

Amplificador-detector. Desde las bornas *D-D'*, marcadas «*del segundo detector*» en el frente del aparato, se conduce la señal de radiofrecuencia a las dos etapas amplificadoras seguidas de la detectora, que no presentan peculiaridades destacables. Un sistema de control automático de sensibilidad similar al empleado en los superheterodinos usuales, que puede ser conectado y desconectado a voluntad, situando el mando D_1 en las posiciones «*log*» y «*lineal*» respectivamente, dispone el aparato para utilizar la escala vertical de la pantalla del oscilógrafo en decibelios o en voltios (1).

---

(1) Con el CAS desconectado, la tensión de salida del amplificador-detector, para una tensión de excitación e_0, es

$$e_{d_0} = A \cdot e_0 .$$

Prácticamente, $e_{d_0} = E_{d_0}$, luego

$$E_{d_0} = A \cdot e_0 ,$$

y para una tensión de excitación e_n,

$$E_{d_n} = A \cdot e_n ;$$

por consiguiente,

$$E_{d_0} - E_{d_n} = A\,(e_0 - e_n) .$$

Al conectar el control automático, se tiene

Entre la etapa detectora y la amplificadora de baja frecuencia se encuentra intercalado un filtro de radiofrecuencia que desacopla la radiofrecuencia de los circuitos de baja frecuencia. La tensión amplificada por la etapa de audiofrecuencia se aplica a las placas verticales del tubo de rayos catódicos. La desviación vertical inicial del rayo catódico se regula por medio del reóstato R_4 que varía la diferencia de potencial entre las placas Y_1 y Y_2 en ausencia de señal detectada. Por el mismo principio se regula la desviación horizontal inicial por medio del reóstato R_5. Estos dos reóstatos pueden ser gobernados desde el exterior del aparato por medio de los mandos D_4 y D_5 marcados «*desv. vertical*» y «*desv. horizontal*».

La escala horizontal de la pantalla del osciló grafo está graduada en desviaciones de frecuencia expresadas en kilociclos por segundo a un lado y otro de un 0 central. Esta escala, que permite determinar el ancho de banda de los circuitos probados con el aparato para diferentes atenuaciones, puede ser multiplicada por medio del mando D_{S_3}

$$E_{d_0} = A_0\, e_0 \cdot 10^{-K \cdot E_{d_0}} \qquad \text{(A)}$$

y

$$E_{d_n} = A_0\, e_n \cdot 10^{-K \cdot E_{d_n}} . \qquad \text{(B)}$$

donde $K = k \cdot n$ (n = número de etapas amplificadoras iguales), y

$$k = \frac{\log \left(\frac{S_2}{S_1} \right)}{E_2 - E_1}$$

(S_1 y S_2 valores de la pendiente de cada una de las amplificadoras para tensiones E_1 y E_2 de polarización de rejilla).

Despejando en (A) y (B) e_0 y e_n y dividiendo la primera ecuación por la segunda, resulta

$$\frac{e_0}{e_n} = \frac{E_{d_0}}{E_{d_n}} \cdot 10^{K\left(E_{d_0} - E_{d_n}\right)},$$

y tomando logaritmos,

$$\log \frac{e_0}{e_n} = \log \frac{E_{d_0}}{E_{d_n}} + K \left(E_{d_0} - E_{d_n}\right),$$

o bien

$$20 \log \frac{e_0}{e_n} = N \text{ dB} = 20 \log \frac{E_{d_0}}{E_{d_n}} + 20 \cdot K \left(E_{d_0} - E_{d_n}\right).$$

Tomando K suficientemente grande,

$$20 \log \left(\frac{E_{d_0}}{E_{d_n}} \right) \ll 20\, K \left(E_{d_0} - E_{d_n}\right),$$

luego

$$\frac{N_{\text{dB}}}{20\, K} = E_{d_0} - E_{d_n},$$

expresión que permite graduar la escala vertical de la pantalla del osciló grafo directamente en decibelios.

que gobierna el conmutador S_3 de tres posiciones: «$\times 1$» (escala grabada en la pantalla), «$\times 2$» (doble de la escala grabada) y «Sin MF» (supresión de la modulación de frecuencia), y aún, dentro de las dos primeras posiciones, regulada mediante los reóstatos R_6 y R_{61}, que varían la profundidad de modulación, lo que, en modulación de frecuencia, se traduce por una variación de la desviación de la frecuencia portadora f_0. Los reóstatos R_6 y R_{61} se pueden accionar desde el frente del aparato con el mando D_6, que tiene la indicación «*Ancho de banda*».

El resto de los elementos del oscilógrafo de alineación no difieren de los correspondientes de un oscilógrafo de uso general: regulador de luminosidad de imagen, de brillo, etc.

CAPÍTULO VI

Medidas de propagación del campo electromagnético

A partir de las características del sistema radiante de un emisor, conductibilidad del suelo, etc., se llega, por consideraciones teóricas, a establecer la intensidad del campo de radiación para un punto P del

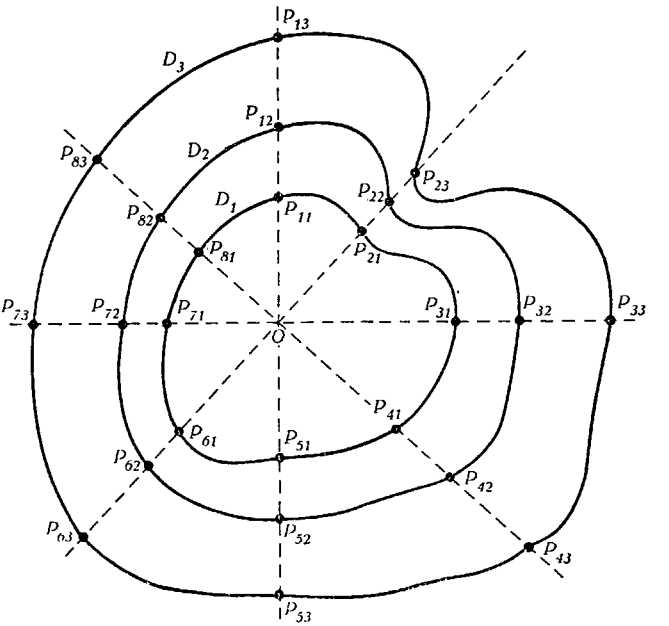


FIG. 192

espacio. El problema que se plantea al técnico de medidas es, en cierto modo, inverso al señalado: fijados varios puntos P_1, P_2, P_3, ... P_n en el espacio que rodea la antena del emisor objeto del ensayo, se determina la intensidad del campo electromagnético en cada uno de ellos, trazando un diagrama en el cual (fig. 192) se unen por medio de una curva D_1 los puntos que acusan una misma intensidad de campo E_1, por D_2 aquellos que registran una intensidad E_2, etc.

Desde el punto 0, donde se encuentra emplazada la antena, se trazan radios formando ángulos de 45° que interceptan las curvas D_1, D_2, D_3, etcétera, en los puntos P_{11}, P_{12}, P_{13}, ...; P_{21}, P_{22}, P_{23}, ...; P_{31}, P_{32}, ...; P_{41}, ...; P_{51}, P_{52}, ...; ...; P_{81}, ... Siguiendo uno de estos radios y anotando en papel logarítmico doble las intensidades de campo medidas en cada punto P, en función de la distancia OP se obtiene la curva de la figura 193. Por este procedimiento se determinan ocho curvas de propagación radial que, contrastadas con curvas patrones (fig. 194) de antenas de similares características para una misma onda, permiten obtener el coeficiente de conductibilidad del terreno σ de cada una de las direcciones radiales. Se toma como valor medio de conductibilidad la media de los ocho valores de σ obtenidos por el procedimiento descrito.

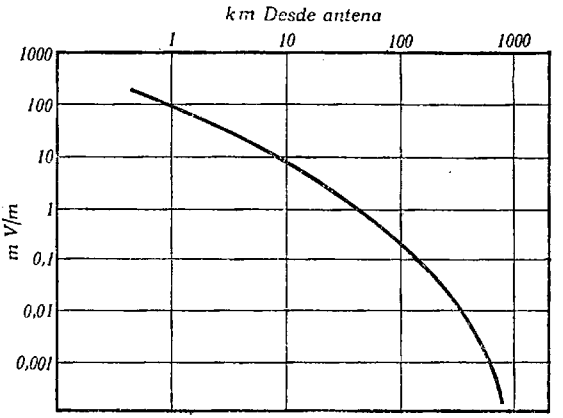


FIG. 193

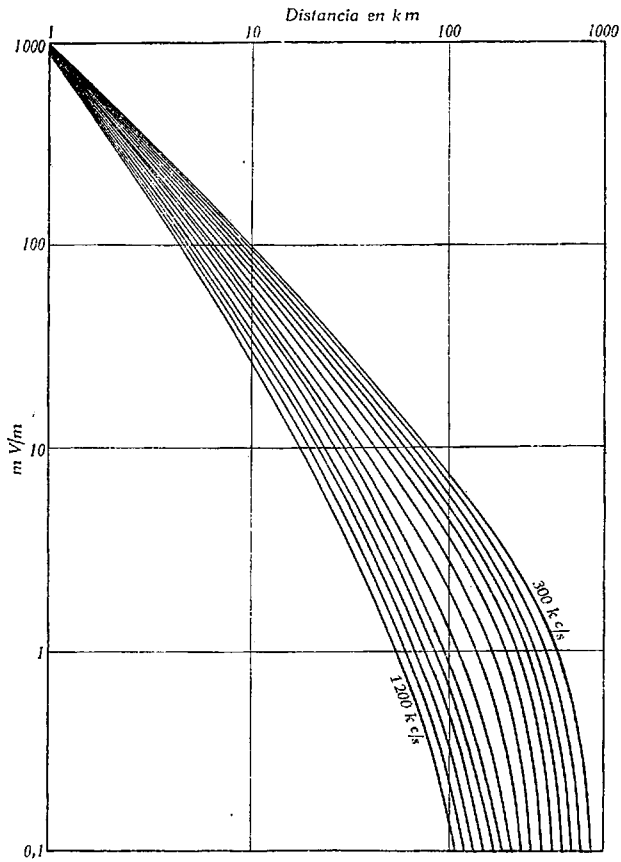


FIG. 194

Determinado el valor medio de σ, la interpretación de los diagramas de radia-

ción trazados, en comparación con los típicos, instruye sobre las modificaciones que deben introducirse en el sistema emisor para cubrir, en condiciones previamente fijadas de distribución del campo electromagnético, un área de servicio prevista.

1. Medida de la intensidad de campo en un punto. La operación fundamental de todo el proceso seguido para el trazado del diagrama de radiación de un emisor, es la medida de la intensidad del campo electromagnético en un punto P.

El método de medida generalmente empleado se basa en las propiedades de la antena de cuadro, cuya *altura efectiva* es exacta y fácilmente determinable en función de sus dimensiones y de la longitud de la onda que recibe.

Si una onda cuya dirección de propagación es AB (fig. 195) llega a la antena de cuadro $abdc$ formando un ángulo Φ con el plano $abdc$

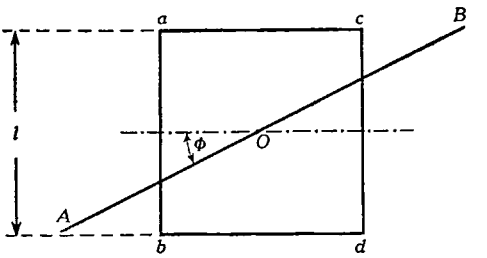


FIG. 195

determinado por el cuadro, y la intensidad de campo de dicha onda en el punto donde se encuentra situada la antena es de E milivoltiosmetro, la f.e.m. inducida en el conductor ab de longitud l será

$$E_{\text{induc. } ab} = E \cdot l \qquad \text{(VI, 1)}$$

La misma onda llega al conductor cd con un retraso dado por

$$\theta = \frac{\omega p}{v} = \frac{2\pi p}{\lambda} \qquad (\theta = 2\pi f t)$$

donde $p = s \cdot \cos \Phi$,

s = longitud de los lados ac y bd del cuadro,

v = velocidad de propagación de la onda,

λ = longitud de la onda recibida,

Φ = ángulo formado por AB con el plano $abcd$,

ω = pulsación de la onda recibida

o también,

$$\theta = \frac{2\pi s \cos \Phi}{\lambda}$$

de modo que la f.e.m. inducida en cd de longitud l es

$$E_{\text{induc. } cd} = E \cdot l_{(\theta)}. \qquad \text{(VI, 2)}$$

Para $\lambda \gg p$ se puede tomar (fig. 196)

$$\text{arc. } AB = \text{cuerda } AB,$$

y, por tanto, como

$$\Theta_{\text{radianes}} \times OA = \text{long. arc. } AB = \text{cuerda } AB,$$

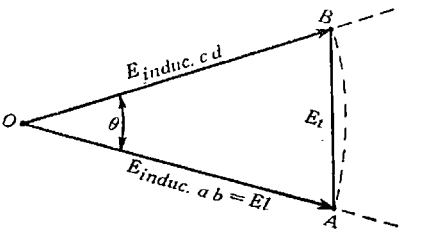


FIG. 196

se tiene:

$$\text{cuerda } AB = E_{\text{induc } ab} - E_{\text{induc } cd} = E_t = E \cdot l \cdot \theta$$

$$E_t = \frac{2\pi l \cdot p}{\lambda} E,$$

y también, haciendo $l \cdot s \cdot \cos \Phi = S \cdot \cos \Phi$,

$$E_{t\ \text{mV/m}} = \frac{2\pi S}{\lambda} E \cdot \cos \Phi,$$

tomando S y λ en el mismo orden de unidades y E en mV/m.

Y para un cuadro formado por n espiras,

$$E_{t\ \text{mV/m}} = \frac{2\pi n S}{\lambda} E \cdot \cos \Phi,$$

donde $\dfrac{2\pi n S}{\lambda}$ es la *altura efectiva* del cuadro.

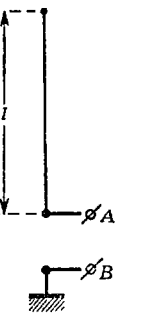


FIG. 197

La determinación de Φ está facilitada por el hecho de que, para $\Phi = 90°$, la f.e.m. inducida resultante se reduce a 0 (o valor mínimo), lo que permite fijar la posición relativa del cuadro respecto de la dirección de propagación para cualquier ángulo de giro del plano $a\,b\,c\,d$ según un eje vertical.

Este método de medida exige que la longitud de onda del campo que se mide sea grande en comparación con las dimensiones del cuadro, según se desprende de las condiciones impuestas. La energía electromagnética captada por el cuadro se aplica, a tra-

vés de un detector de cristal o un termoelemento (fig. 198), a un instrumento de medida graduado en milivoltios/metro o microvoltios/metro, de acuerdo con las características de la antena de cuadro.

El empleo de la antena de cuadro para la medida de la intensidad de campo, está limitado por la condición que exige que la longitud de onda del campo que se mide sea grande en comparación con las dimensiones del cuadro. Concretamente, para que el error de la altura efectiva calculada por la fórmula (VI, 3) sea inferior al 1 %, es preciso que la onda propia de resonancia del cuadro sea igual a la sexta parte de la longitud de onda a medir. Para las ondas métricas, por ejemplo, el cuadro debería ser de tan reducidas dimensiones que las mediciones pecarían de poco precisas, a causa de la pequeña altura efectiva de cuadro. Por consiguiente, el cuadro no es útil para medidas en frecuencias elevadas, para las cuales se sustituye por una antena dipolo vertical de media onda.

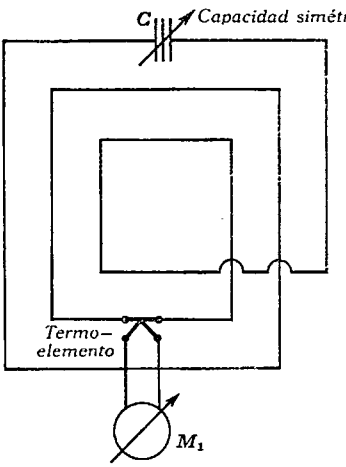


FIG. 198

Como en el caso del cuadro, el valor más importante a determinar antes de proceder a cualquier medición, es la altura efectiva de la antena que se obtiene por la fórmula (1)

$$h = \frac{2\,l}{\pi}$$

donde l es la longitud de la antena. Por las consideraciones anteriores se puede establecer que la utilización del cuadro es recomendable para ondas de longitudes superiores a los 10 metros; por el contrario, se

(1) La altura efectiva de la antena se define por la relación

$$h = \frac{1}{I_a} \int_0^l i\,d\,l,$$

donde I_a es amplitud máxima de la corriente en las bornas A y B (fig. 197) de la antena, $i = I_a \cdot \cos \frac{2\pi}{\lambda} l$ la expresión general del valor instantáneo de la corriente de antena en AB, y l la longitud de la antena. Por consiguiente, para $l = \frac{\lambda}{4}$, resulta

$$\frac{h}{2} = -\frac{\lambda}{2\pi} \cdot \text{sen } 0 + \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \text{sen } \frac{\pi}{2} = \frac{\lambda}{2\pi}$$

y considerando los dos conductores del dipolo,

$$h = \frac{\lambda}{\pi} = \frac{2}{\pi} l.$$

deberá emplear la antena dipolo para ondas inferiores a los cinco metros. Para ondas comprendidas entre los cinco y diez metros pueden emplearse indistintamente el cuadro y la antena dipolo.

El resto del dispositivo de medida está condicionado por la intensidad del campo a medir; para campos intensos, el cuadro o la antena dipolo se aplican directamente al instrumento de medida (fig. 198) provisto de cristal o termoelemento; para campos débiles, como la señal recibida no es suficientemente intensa para excitar directamente los instrumentos de medida, debe amplificarse por medio de una o varias etapas amplificadoras de radiofrecuencia.

La figura 199 *a* muestra el dispositivo práctico de medida para campos débiles de longitudes de onda superiores a 5 metros: el cuadro está formado por un anillo rígido con el condensador de sintonía emplazado

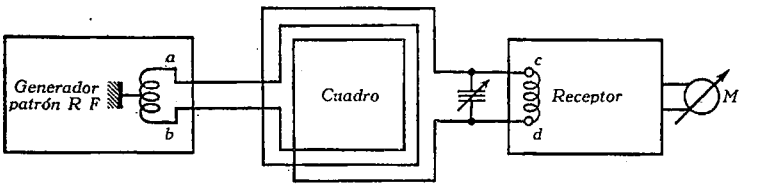


FIG. 199 *a*

en la parte superior y sin contacto eléctrico directo con el resto de las secciones del dispositivo de medida. Por medio de las bobinas *a*, *b* y *c*, *d* se acopla el cuadro, por una parte, a un generador patrón de radiofrecuencia y, por otra, a la entrada de un receptor.

La tensión de salida $E_{s_{eff}}$ medida en el generador patrón de radiofrecuencia, no es precisamente la f.e.m. inducida en el cuadro, valor que interesa para la medida, sino la aplicada a la línea de transmisión que termina en las bobinas *a* y *b*. Es inmediata la determinación del valor de la tensión inducida $E'_{s_{eff}}$ por dos mediciones sucesivas de la corriente que circula a través del cuadro, para $E_{s_{eff}}$ constante,

$$I_1 = \frac{E'_s}{R_1 + r} \qquad \text{(VI, 4)}$$

$$I_2 = \frac{E'_s}{R_2 + r} \qquad \text{(VI, 5)}$$

donde r es la resistencia del cuadro y R_1 y R_2 resistencias conocidas intercaladas en serie con la del cuadro en cada una de las medidas. Despejando E'_s entre (VI, 4) y (VI, 5) resulta

$$E'_s = \frac{R_1 - R_2}{\frac{1}{I_1} - \frac{1}{I_2}}$$

Estas medidas se deben realizar orientando el cuadro de forma que cos Φ sea 0 y, por tanto, nula la energía electromagnética del campo captada por el cuadro.

Por un procedimiento análogo se determina la f.e.m. inducida por el generador patrón de radiofrecuencia, en el caso del dispositivo de medida de campo, cuando se emplea la antena dipolo en lugar del cuadro. En este caso, se presenta la dificultad de efectuar la medida de E'_s en función de E_s y en ausencia total de influencia del campo electromagnético exterior sobre la antena. Uno de los métodos de medida empleados para subsanar esta dificultad, es el siguiente: se recibe la portadora exterior por medio de un sistema provisto de un detector cuadrático de modo que las indicaciones obtenidas a la salida del detector se relacionen con el valor de la f.e.m. E_a inducida por el campo exterior en la antena por medio de la relación

$$M = k \cdot E_{a\,eff}^2 = \frac{k}{2} E^2{}_{a\,\text{máx.}}$$

Aplicando a la antena la f.e.m. $E'_{s_{eff}}$, determinada por la tensión de salida $E_{s_{eff}}$ del generador patrón de radiofrecuencia, la nueva indicación que se obtiene es

$$M' = k \left(E_{a_{eff}} + E'_{s_{eff}}\right)^2 = \frac{k}{2} \left(E_{a\,\text{máx.}}^2 + E'^2_{s\,\text{máx.}}\right)$$

de donde,

$$E'_{s\,\text{máx.}} = E_{a\,\text{máx.}} \sqrt{\frac{M'}{M} - 1}.$$

Regulando el nivel de salida del generador patrón hasta obtener

$$M' = 2\,M$$

resulta

$$E'_s = E_a.$$

Establecida esta relación, se determina el valor de E'_s por un procedimiento análogo al empleado para la antena de cuadro:

$$E'_s = \frac{R_1 - R_2}{\frac{1}{I_1} - \frac{1}{I_2}}$$

El procedimiento general de medida de la intensidad del campo electromagnético en un punto P, admite variantes correspondientes a los siguientes casos:

A: Ondas superiores a 10 m (Cuadro).
Campo intenso (Cuadro acoplado a instrumento de medida).
» débil (Cuadro acoplado a través de amplificador).

B: Ondas inferiores a 10 m (Dipolo).
Campo intenso (Antena acoplada a instrumento de medida).
» débil (Antena acoplada a través de amplificador).

La medida de la intensidad del campo electromagnético, en los casos de campos intensos, se efectúa situando en el punto P el medidor de campo, formado por un cuadro sintonizado por el condensador C (fig. 198) y el instrumento M_1 que registra la diferencia de potencial desarrollada por la corriente que circula por el cuadro, en el caso de ondas superiores a 10 m; o bien por un dipolo vertical, asimismo sintonizado por un condensador C y con el instrumento M_1 intercalado en el circuito de la antena, en el caso de ondas inferiores a 10 m. La tensión en milivoltios registrada por M_1, dividida por la altura efectiva h del cuadro o del dipolo, da la medida de la intensidad del campo electromagnético en el punto P considerado. Empleando el cuadro, deberá además orientarse el mismo para obtener la máxima desviación de la aguja del instrumento, es decir, haciendo $\Phi = 0°$ y, por tanto, cos $\Phi = 1$.

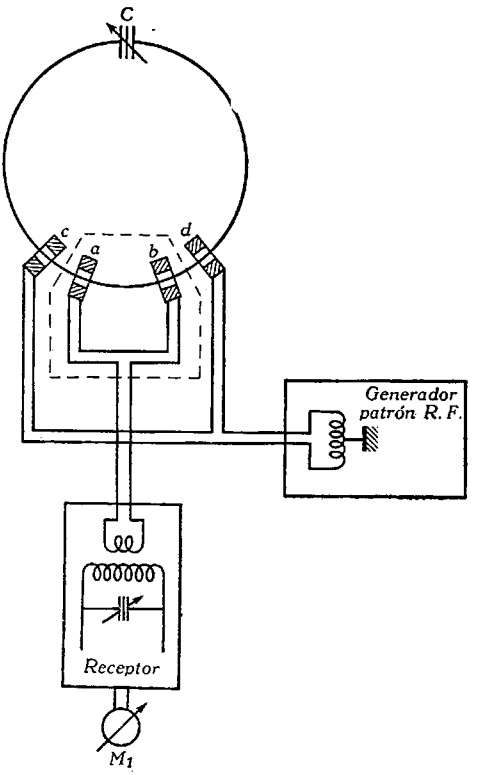


FIG. 199 *b*

La medida, en el caso de campos débiles, requiere una amplificación previa de la señal que la haga suficientemente intensa para excitar directamente el instrumento de medida M_1. Se sintoniza el amplificador a la frecuencia de la portadora cuyo campo se desea medir, anotando la desviación M registrada en el instrumento indicador M_1 (fig. 199 *b*). Seguidamente se orienta el cuadro de modo que la tensión inducida por el campo exterior sea nula (cos $\Phi = 0$) y se aplica a la antena la tensión E_s generada por el oscilador patrón de radiofrecuencia, regulándola hasta obtener la misma desviación M en el instrumento indicador, verificándose

$$E_a = E'_s;$$

mas como previamente se ha determinado

$$E'_s = K \cdot E_s,$$

resulta

$$E_a = K \cdot E_s,$$

o bien

$$E_{t\,(\mu V/m)} = \frac{K \cdot E_s}{h} \text{ microvoltios/metro,} \qquad \text{(VI, 6)}$$

donde E_s es la tensión de salida del generador patrón, expresada en microvoltios y h la altura efectiva del cuadro expresada en metros.

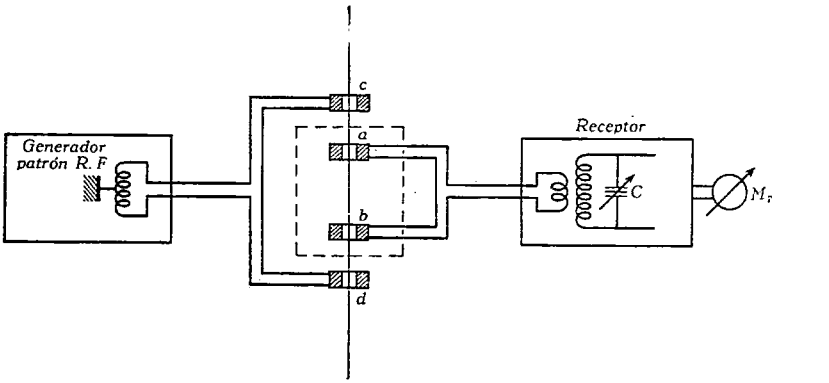


FIG. 200

Para ondas cortas se llega por un procedimiento análogo a la expresión (VI, 6), sustituyendo el cuadro por la antena dipolo (fig. 200) y empleando el método anteriormente descrito para determinar la relación entre E'_s y E_s, usando el dipolo.

Si se dota al receptor de un control manual de sensibilidad, graduado en valores de tensión, similar al descrito en el analizador de ondas (véase Capítulo IV), y contrastado con un generador patrón de radiofrecuencia, el sistema de medida puede ser simplificado notablemente, pues las lecturas del instrumento M_1 multiplicadas por los factores de multiplicación indicados por el mando del control manual de sensibilidad, proporcionan directamente el valor de la intensidad del campo electromagnético, para una altura efectiva de la antena con la cual se haya efectuado el ajuste del amplificador. La precisión de las medidas depende de la constancia de la amplificación del sistema, por lo que es recomendable el empleo de fuentes de alimentación del amplificador de gran estabilidad (baterías, rectificadores con estabilizadores de tensión, etc.).

2. Trazado del diagrama de radiación de la onda de superficie de una antena emisora. Se requiere un planteo previo de la operación

sobre un plano topográfico a gran escala $\left(\text{por ejemplo, } \frac{1}{50\,000}\right)$ de los alrededores del punto donde se encuentre instalada la antena objeto de las medidas, en un radio que depende de la potencia de emisión y de las características de directividad proyectadas. Cuidando de evitar en lo posible la interposición de estructuras metálicas de grandes dimensiones (puentes, líneas de conducción eléctrica, líneas telefónicas, etc.), se dibujan en el plano, a partir del punto 0 donde se encuentra situada la antena, n radios que formen entre sí ángulos de $\frac{360}{n}$ grados, R_1, R_2, R_3, ... y R_n, y sobre cada uno de dichos radios se señalan precisamente las estaciones M_{11}, M_{12}, ... M_{1h}; M_{21}, M_{22}, ... M_{2h}; ...; M_{n1}, M_{n2}, ... M_{nh}. El número total de estaciones (nh) viene determinado por el grado de precisión que requiera el diagrama de radiación. La distancia entre las estaciones de cada dirección radial puede ser, por ejemplo, de 1 km desde 0 a 15 km; de 2 km entre los 15 y 50 km, y de 10 km desde los 50 km y el límite del área de servicio de la estación cuyo campo se mide.

Las estaciones deben reunir condiciones de fácil accesibilidad y cómoda comunicación, a fin de abreviar todo lo posible la duración de los trabajos de medición. Con objeto de asegurar estas características importantes, se procederá a una inspección sobre el terreno del área en que se encuentran enclavadas las estaciones de medición, corrigiendo en el plano la posición de aquellas estaciones que resulten inaccesibles o se encuentren próximas a estructuras metálicas que puedan desvirtuar la medida (se admiten 100 m. como distancia mínima entre la estación y la masa metálica).

Una de las estaciones, señalada en el terreno por medio de una indicación invariable (por ejemplo, una estaca clavada en tierra), servirá de testigo, efectuándose en ella la corrección del medidor de campo como operación previa a la realización de una serie de medidas.

Cada serie de medidas se efectuará a lo largo de una dirección radial, anotando el nombre de cada estación y la intensidad de campo E mV/m registrada. Los datos obtenidos se vierten en papel de doble escala logarítmica, tomando como ordenadas los valores de E y como abscisas las distancias de las estaciones a 0. Comparando las curvas así obtenidas para cada dirección radial con la curva patrón para la misma frecuencia de prueba, se puede determinar el coeficiente de conductibilidad del terreno según cada una de dichas direcciones. El diagrama de radiación se obtiene representando sobre un sistema de coordenadas polares (fig. 192) los datos obtenidos por las mediciones anteriores, tomando como valores modulares las distancias desde las estaciones al punto 0, y como argumentos los ángulos azimutales formados por las distintas direcciones radiales, y uniendo por medio de una curva los puntos correspondientes a las estaciones en que se han registrado valores iguales de intensidad de campo.

Este método es el generalmente aplicado para determinar las condiciones de propagación de la onda de superficie en frecuencias comprendidas entre 150 y 1500 kc/s.

3. Propagación de la onda de espacio. Debido al gran número de factores indeterminados que intervienen en la propagación de la onda de espacio, los diagramas de propagación para esta clase de ondas se construyen sobre la base de las medidas de intensidad de campo registradas por una cadena de estaciones receptoras distantes, durante un dilatado período de tiempo, con expresión de los límites de intensidad de campo que se obtienen durante el intervalo de la observación, para determinados porcentajes de tiempo. Por ejemplo, si una observación se prolonga durante 10 horas y en este tiempo la intensidad de campo es superior a los 100 μV durante 9 horas de las 10, se dirá que se ha registrado un campo de 100 μV en el 90 % del tiempo; si la intensidad registrada ha sido de 7000 μV durante 30 minutos, se ha captado un campo de 7000 μV en el 0,5 % del tiempo. Estas observaciones efectuadas de día y de noche en todas las estaciones del año, proporcionan los datos precisos para dibujar diagramas de radiación de la onda de espacio de un emisor para distintas condiciones de propagación.

4. Registrador automático de intensidad de campo. La continuada observación de las condiciones de propagación de las onda de espacio, requiere dispositivos automáticos que la hagan menos fatigosa.

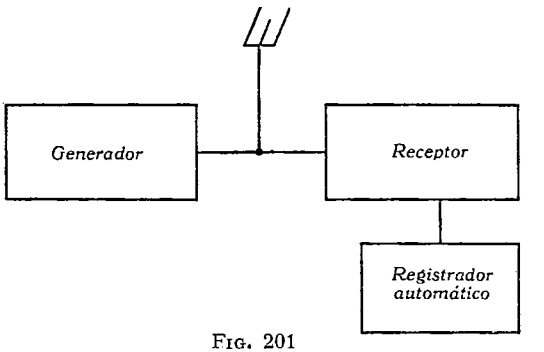


FIG. 201

Un equipo apropiado para registrar automáticamente las variaciones de campo experimentadas en un punto, se compone (fig. 201) de un receptor dotado de su antena, un generador patrón de radiofrecuencia y un sistema de registro gráfico.

El receptor puede ser uno de tráfico, con una antena de altura efectiva bien determinada, provisto de control automático de sensibilidad y ajustado a máxima ganancia. La tensión desarrollada en la línea del CAS excita la rejilla de una válvula amplificadora cuya salida se

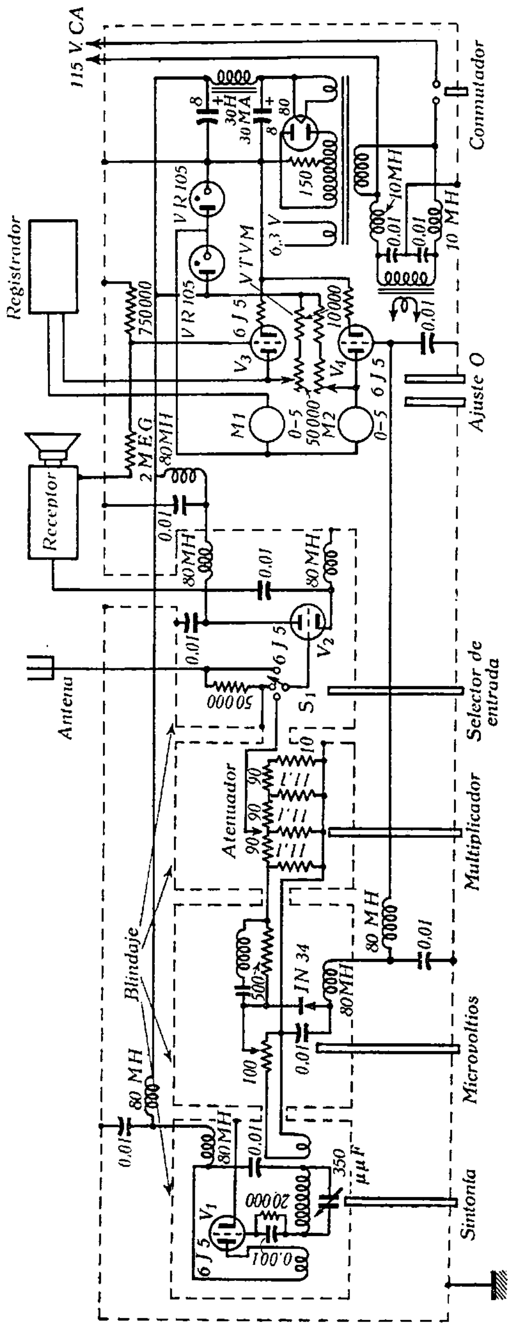

115 V CA
Registrador
Receptor
Antena
Blindaje
Atenuador
VTVM
Conmutador
Ajuste O
Selector de entrada
Multiplicador
Microvoltios
Sintonía

FIG. 202

aplica al aparato registrador. El generador de radiofrecuencia, graduado en μV de tensión de salida, se emplea como patrón para medir por comparación la intensidad del campo captado por la antena del receptor.

El sistema de registro consta de un miliamperímetro registrador de escala 0-5 mA, cuyo principio de funcionamiento eléctrico y mecánico no difiere fundamentalmente del de los empleados en la técnica eléctrica. Este aparato está provisto de un dispositivo que produce a intervalos regulares la vuelta al 0 del estilete entintador, independientemente del valor de la tensión del CAS, con objeto de que quede

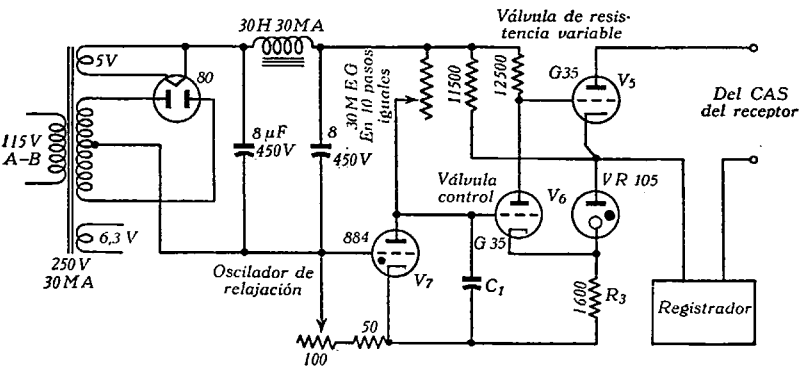


FIG. 203

entintada toda la zona comprendida entre el 0 (corriente nula a través del aparato registrador) y la curva indicadora de las variaciones de la tensión del CAS.

La cinta así marcada puede ser interpretada directamente, obteniéndose los valores de intensidad de campo para distintos porcentajes de tiempo; mas como este procedimiento resulta laborioso y sujeto a errores de lectura, el sistema comprende un automatismo para interpretar las cintas, que da directamente las lecturas de intensidad de campo, en determinados porcentajes de tiempo.

Generador de radiofrecuencia. Consta (fig. 202) de una válvula V_1 funcionando como osciladora, cuya salida se aplica, a través de un atenuador graduado en μV, a la rejilla de la válvula separadora V_2, acoplada por cátodo a la entrada del receptor de tráfico. La señal engendrada por el oscilador y rectificada por el detector de germanio $1N34$, antes del atenuador, se envía a un voltímetro de válvula formado por la triodo V_4, sobre cuyo circuito de placa está intercalado el miliamperímetro M_2. El conmutador S_1 permite aplicar a la rejilla de la separadora, indistintamente, la tensión del generador después del atenuador, o la tensión inducida en la antena, de modo que, en cualquier momento, se puede contrastar la intensidad del campo captado por la antena con la tensión dada por el generador. Para ello se debe

mantener fija la indicación de M_2, correspondiente a la tensión para la cual está graduado el atenuador, y registrar lecturas iguales en el miliamperímetro M_1 para S_1 en la posición *antena* o en la posición *generador*. Este instrumento intercalado en el circuito de placa de la válvula V_3, forma un voltímetro de válvula conectado en derivación con la línea del CAS del receptor. Como la graduación del atenuador del generador de señal da la tensión de salida expresada en microvoltios, si al aplicar esta señal a la entrada del receptor produce la misma indicación en M_1 que la señal captada por la antena, previamente ajustada, la intensidad de campo registrada en este último caso coincide con la lectura del atenuador.

Registro gráfico. El sistema de registro gráfico (fig. 203) está constituído esencialmente por una válvula de resistencia variable V_5, gobernada por el triodo gaseoso V_7 que funciona como oscilador de relajación, formando un conjunto que queda intercalado en serie con el aparato registrador y el circuito de salida (CAS) del receptor sobre el que se mide.

Durante los primeros $^4/_5$ del ciclo de carga y descarga del condensador C_1, la tensión esta blecida entre las dos armaduras de este condensador es insuficiente y la rejilla de V_6 se mantiene muy negativa respecto del cátodo, quedando bloqueada la válvula, por lo que presenta una muy elevada resistencia al circuito de rejilla de V_5, en el que está intercalada en serie. Por consiguiente, la corriente que circula por R_3 es pequeña, y la rejilla de V_5 queda a potencial positivo respecto del cátodo (+ 4 v aproximadamente), con lo que la resistencia interna de V_5 adquiere un valor, que se mantiene constante, de unos 300 ohmios. En el último quinto del ciclo, la tensión entre las armaduras de C_1 rebasa la tensión de corte de la rejilla de V_6 y empieza a funcionar V_6, produciéndose un aumento de la corriente a través de la resistencia R_3 y la consiguiente polarización negativa de la rejilla de V_5, que determina un aumento de la resistencia interna de V_5 hasta alcanzar valores muy elevados.

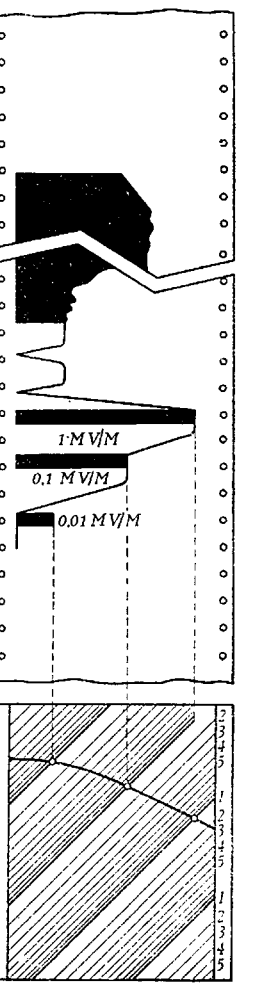


FIG. 204

Cuando la resistencia de V_5, intercalada en serie con el aparato registrador, es baja (300 ohmios), el estilete del aparato sigue las variaciones impuestas por la tensión del CAS del receptor; mas cuando

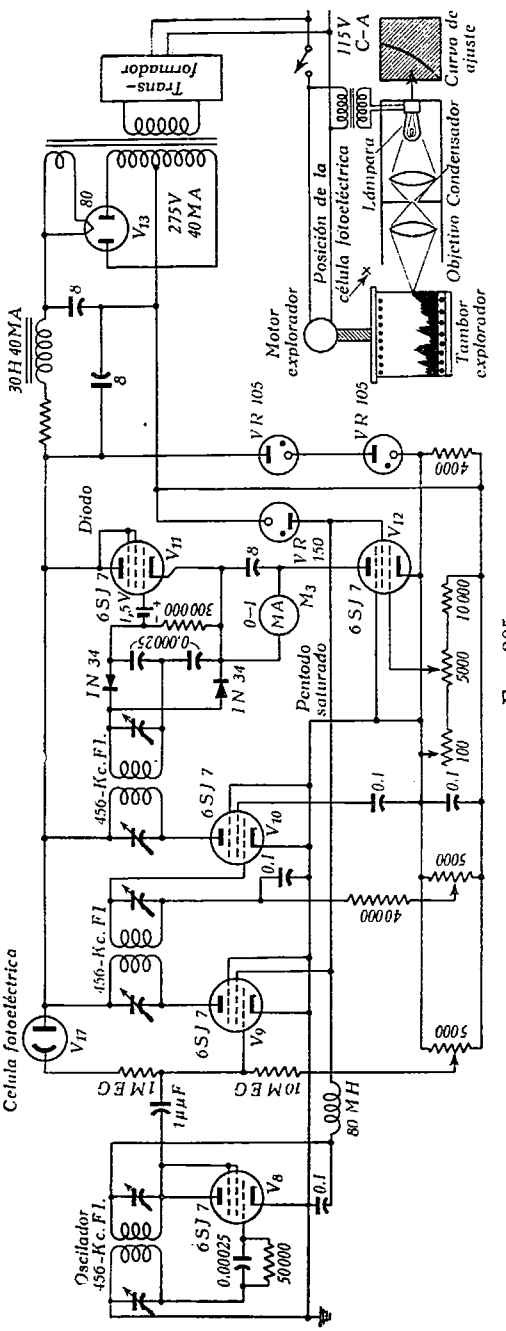


FIG. 205

la resistencia de V_5 se hace muy elevada, el estilete vuelve al 0 cualquiera que sea la tensión del CAS.

Si los intervalos de tiempo en que se produce este retroceso periódico de la aguja son cortos en relación con la velocidad de giro de la cinta registradora, los sucesivos trazos se confundirán, quedando totalmente entintada la región comprendida entre el 0 y la curva límite de las variaciones (fig. 204).

Aparte del registro gráfico descrito, el aparato dispone de un montaje que automáticamente obtiene los porcentajes de tiempo durante los cuales se registra una intensidad de campo determinada. El circuito completo se muestra en la figura 205, y consta de dos partes particularmente destacables: el oscilador amplificador regulado por célula fotoeléctrica y el dispositivo explorador.

El principio de funcionamiento de este automatismo es el siguiente: si la cinta marcada en el registrador gráfico anteriormente citado, que presenta zonas entintadas (entre el 0 y la curva) y zonas blancas (entre la curva y el margen opuesto al 0), se dispone sobre un tambor giratorio y es recorrida por un punto luminoso, cuando la zona

enfocada sea blanca reflejará la luz recibida, y cuando sea entintada la absorberá. Una célula fotoeléctrica situada adecuadamente respecto del tambor giratorio (véase figura) recoge la luz reflejada y regula el funcionamiento del amplificador, bloqueando o desbloqueando la primera etapa amplificadora sobre la que se encuentra montada. Cuando el amplificador está totalmente bloqueado, la válvula V_{12}, que se encuentra saturada, absorbe gran corriente de placa, que al atravesar M_3 determina la total desviación de la aguja indicadora. La célula fotoeléctrica, al ser impresionada por la luz, da paso a una cierta corriente que proporciona a la rejilla de V_9 una polarización más positiva que la tensión de corte y determina su funcionamiento. Al desbloquear la primera etapa amplificadora, a la salida del detector de germanio $1N34$ se desarrolla una tensión negativa suficiente para llevar la rejilla de la válvula V_{11} a su polarización de corte, de modo que la resistencia que ofrece V_{11} es tan grande que no circula ninguna corriente por M_3. Las fases de desbloqueo del amplificador corresponden a los momentos en que el punto luminoso explorador incide sobre la zona blanca de la cinta y la luz recibida por la célula es máxima.

El foco luminoso que se emplea para obtener el punto de exploración es una lámpara de 32 bujías encerrada en una cámara provista de lente condensador, diafragma y lente objetivo, para concentrar el haz de luz.

Los valores totales de corriente registrados por M_3 para la parte de cinta explorada (50 cm cada vez, que es la capacidad del tambor), se expresan en tantos por ciento de tiempo en el que la célula no ha sido iluminada; es decir, durante el cual se supera una cierta intensidad de campo, previamente fijada por la posición del punto luminoso sobre la generatriz del tambor

5. Medidor de intensidad de campo. Consiste en un receptor superheterodino muy sensible, provisto de una antena de cuadro orientable a la cual se acopla un oscilador local exactamente graduado en frecuencias.

El proceso de medida por medio de este aparato es el siguiente: Situado el medidor de intensidad de campo, en el punto en que se desee efectuar la medida, se ajusta la sensibilidad del receptor mediante el control de ganancia del amplificador de frecuencia intermedia hasta eliminar el ruido de fondo, y se sintoniza el receptor a la frecuencia de la onda cuyo campo se desee medir. Se orienta el cuadro de la antena hasta registrar la máxima salida en el receptor, acusada por un aparato de medida adecuadamente instalado, según se detallará en la descripción de las distintas unidades. Se registra la lectura del medidor de salida y seguidamente se gira el cuadro hasta conseguir un mínimo de salida en el receptor. En estas condiciones se sintoniza el oscilador patrón a la misma frecuencia a que está sintonizado el receptor y se regula la intensidad de la señal engendrada por el oscilador local hasta que se obtenga un valor para la medida de la salida del receptor igual a la anteriormente registrada.

Si el atenuador que regula la intensidad de la señal del oscilador local está convenientemente graduado en valores absolutos de tensión o bien en relaciones de tensiones respecto de una tensión básica conocida, se obtendrán directamente (salvo las correcciones a las que más adelante se hará referencia) los valores de intensidad del campo o una referencia de la misma en micro o milivoltios-metro dada en decibelios.

El medidor de campo está dispuesto para utilizar cuatro salidas para otras tantas diversas aplicaciones: salida «normal» que permite

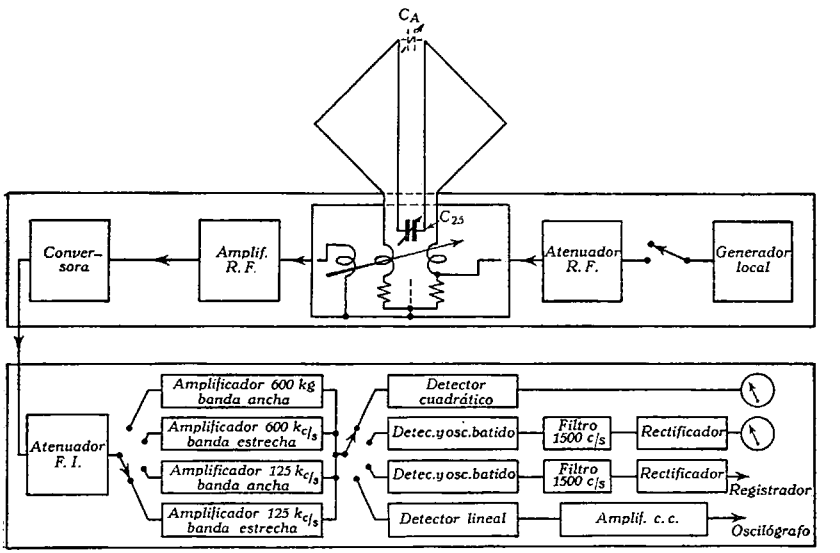


FIG. 206

la medida de la intensidad de campo en el aparato de medida del panel frontal; «selectiva», para la misma medida cuando es preciso eliminar las interferencias próximas a la señal que se trata de medir; «selectiva con amplificación lineal» para obtener un registro gráfico con un aparato adecuado y «amplificada linealmente» para aplicar a un tubo de rayos catódicos exterior.

El medidor de campo «Marconi» (fig. 206) se compone de cinco unidades: antena de cuadro, amplificador de radiofrecuencia, amplificador de frecuencia intermedia con indicador de salida, oscilador local graduado en frecuencias y fuente de alimentación.

Sistema de antena. Está constituído por un bastidor articulado sobre el que se dispone el cuadro propiamente dicho formado por una o varias vueltas de hilo de cobre según el margen de frecuencias que se desee sintonizar, protegido por una cubierta aislante.

El cuadro tiene cuatro terminales dispuestos a modo de coronas metálicas en un vástago que prolonga la armazón por su parte inferior

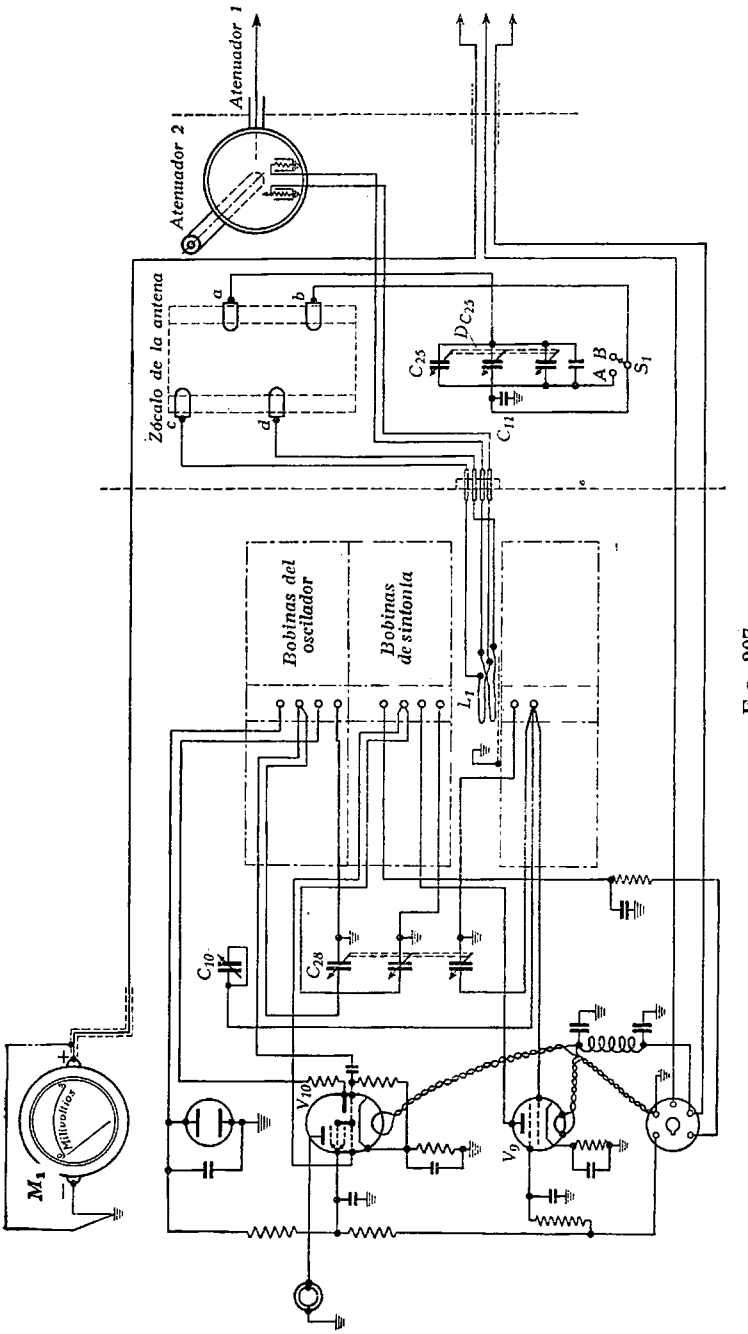

Atenuador 1
Atenuador 2
Zócalo de la antena
a
b
c
d
DC_{25}
C_{25}
A B
S_1
C_{11}
Bobinas del oscilador
Bobinas de sintonía
L_1
C_{10}
C_{28}
V_{10}
V_9
Milivoltios
M_1

FIG. 207

y permite el giro libre del mismo. Sobre cada una de estas coronas resbalan unos contactos fijos perfectamente aislados entre sí (fig. 207), correspondientes dos de ellos (*a* y *b*) al condensador de sintonía C_{25} (salvo en el caso de frecuencias muy elevadas, para la que el condensador de sintonía se monta directamente en el bastidor de la antena), y los dos restantes (*c* y *d*) a los extremos de la bobina L_1 de acoplamiento a la entrada del amplificador de radiofrecuencia.

El condensador de sintonía de antena C_{25} se gobierna por medio del mando D_{C25}, graduado en frecuencias para todo el margen de utilización del aparato. Asimismo D_{C25} está calibrado para cada una de las antenas de cuadro utilizables, de modo que suministre directamente en decibelios el «término de corrección» del cuadro para cada frecuencia de sintonía.

Con C_{25} como condensador de sintonía se emplean cuatro antenas de cuadro distintas que cubren los siguientes submárgenes de frecuencia:

Antena	2	5 a 2,5	Mc/s.
»	3	2,5 a 6	»
»	4	0,6 a 0,3	»
»	5	0,3 a 0,15	»

El mando del condensador C_{25} está grabado con cinco coronas concéntricas, que abarcan el margen completo. Para ello el conmutador S_1, de dos posiciones «A» y B», pone en derivación con C_{22} o cortocircuito, el condensador fijo C_{11}, para los márgenes de frecuencia que llevan las indicaciones *A* y *B* grabadas en el indicador fijo instalado sobre el mando.

Cuando se emplea la antena de cuadro de una sola espira (25 a 5 Mc/s), el condensador C_{25} queda fuera de circuito, empleándose en su lugar el condensador C_A que se adapta directamente al bastidor de la antena, para acortar las conexiones. Este condensador C_A está gobernado por el mando D_{CA}, el cual está grabado en dos sectores circulares marcados «A» y «B», comprendiendo cada uno de ellos las frecuencias de medio submargen 5, así como los «términos de corrección» del cuadro, correspondientes a la antena de cuadro para cada una de las frecuencias que comprende.

Receptor. Es un montaje superheterodino compuesto por una etapa amplificadora de radiofrecuencia (figs. 207 y 208) seguida de una conversora constituída por una válvula octodo, cuya salida se acopla por medio de una corta línea de transmisión de cable coaxial a la entrada del amplificador de frecuencia intermedia de ganancia regulable por medio de mandos exteriores graduados en decibelios. El primero de 0 a 20 dB y el segundo por pasos de 20 dB en 0, 20, 40, 60 y 80 dB, obteniéndose por la regulación combinada de ambos atenuadores, atenuaciones de 0 a 100 dB por pasos de 1 dB.

Los transformadores de frecuencia intermedia comprenden bobinas ajustadas para 600 y 125 kc/s, seleccionables por medio del con-

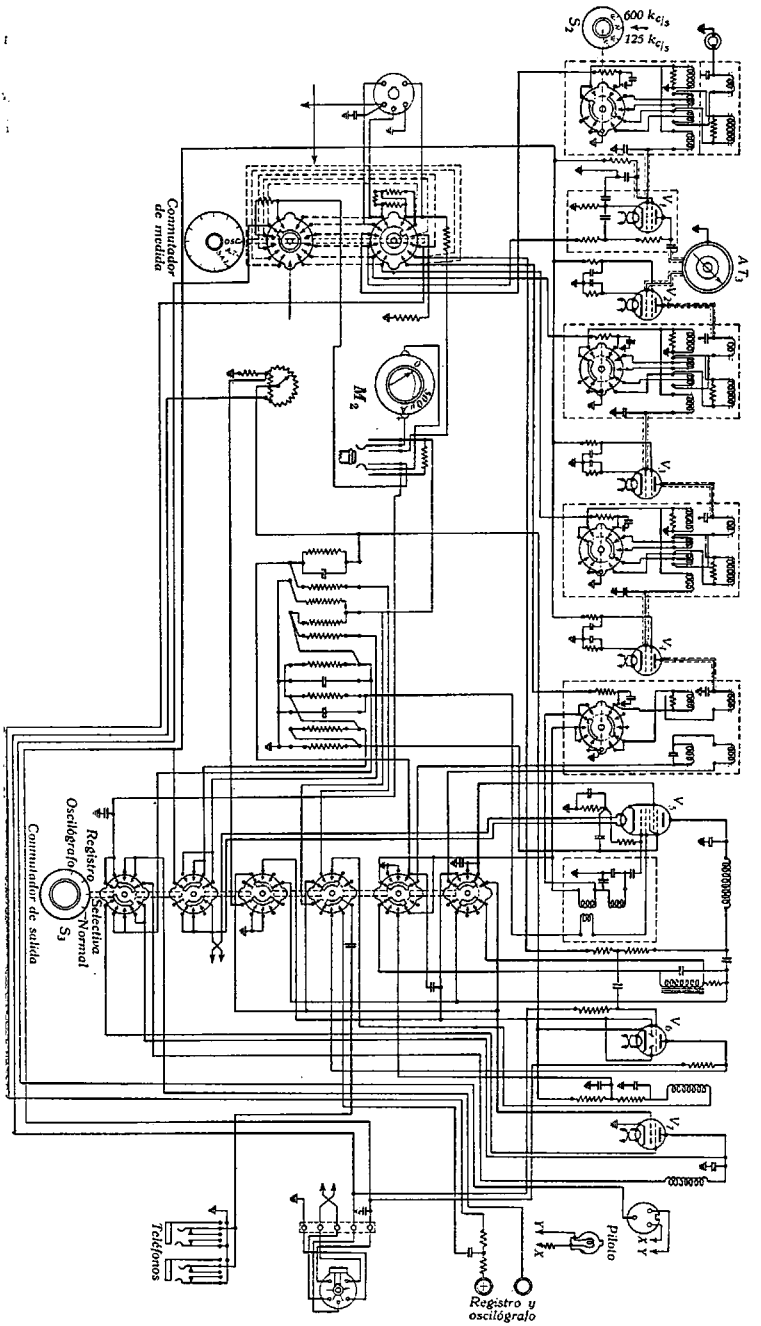

600 kc/s
125 kc/s
Conmutador de medida
Registro
Selectivo
Normal
Oscilógrafo
Conmutador de salida
Teléfonos
Piloto
Registro y oscilógrafo

FIG. 208

mutador S_2. Dentro de cada una de las frecuencias intermedias, seleccionables por medio del mismo conmutador, se pueden seleccionar los anchos de banda «ancho» y «estrecho», situando S_2 en las posiciones marcadas W y N, para cada una de las frecuencias de 600 y 125 kc/s. La frecuencia intermedia de 600 kc/s se emplea para el margen de

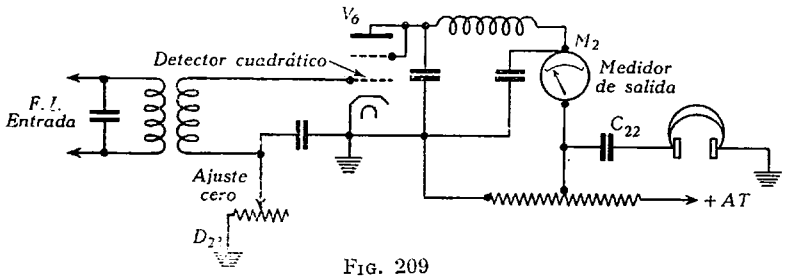


FIG. 209

frecuencias de entrada de 0,8 a 25 Mc/s y la de 125 kc/s para el margen de 0,15 a 0,8 Mc/s. El conmutador S_3 se emplea para seleccionar el tipo de salida que se quiera emplear en el receptor.

En la posición marcada «normal» del conmutador S_3, la salida de la última etapa amplificadora de frecuencia intermedia (fig. 209) se lleva a la rejilla de mando de la válvula detectora V_6, cuyo circuito de placa se cierra a través del aparato de medida M_2. La polarización correcta de la rejilla de V_6 se consigue por medio del reóstato D_{23} marcado ajuste *cero*. Asimismo la salida de la detectora V_6 se lleva a través del condensador C_{22} al jack de teléfonos.

En la posición de S_3 marcada «selectiva» (fig. 208), la salida de la última etapa de frecuencia intermedia se mezcla por medio de la

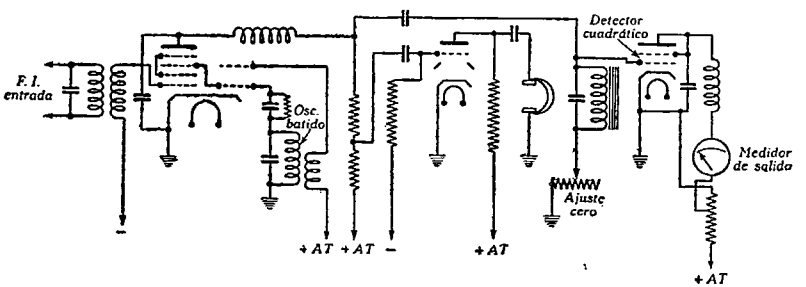


FIG. 210

sección pentodo de la primera válvula (fig. 210), con una señal generada por la sección triodo de la misma válvula, para obtener una frecuencia de batido de 1500 c/s., la cual ataca a la rejilla de la segunda válvula, cuyo circuito de placa está exactamente sintonizado a la frecuencia de 1500 c/s. La salida de esta última ataca como en el caso anterior al medidor de salida.

Los circuitos resultantes al emplear las posiciones de S_3 marcadas REGISTRO y OSCILÓGRAFO, quedan suficientemente aclaradas por las figuras 211 y 212, conocida la función de las distintas válvulas por las consideraciones anteriores.

Generador local de señal. Consiste (fig. 213) en un oscilador Hartley formado por la válvula V_8, dispuesto para oscilar en ocho submárgenes de frecuencias correspondientes con los ocho submárgenes dispuestos

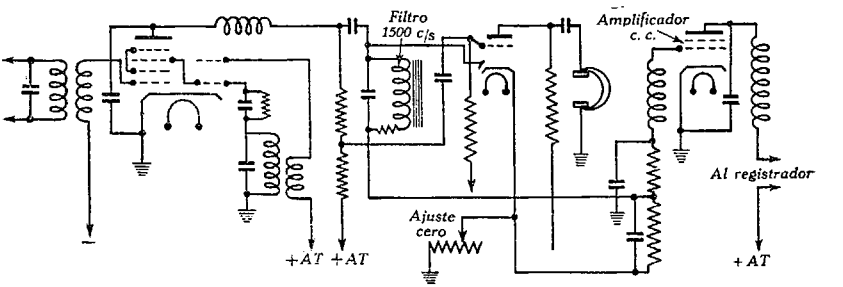


FIG. 211

en el circuito de amplificador de radiofrecuencia, y seleccionables por medio de un conmutador. A la salida de este oscilador se encuentran intercalados los atenuadores AT_1, y AT_2 gobernados por los mandos D_{AT1} y D_{AT2} graduados directamente en decibelios; el primero de 0 a 20 dB para una variación continua, con indicaciones de uno en uno dB y el segundo de 0 a 120 dB, por pasos de 20 dB, asegurándose entre ambos una atenuación de 0 a 140 dB por pasos de 1 dB. La señal

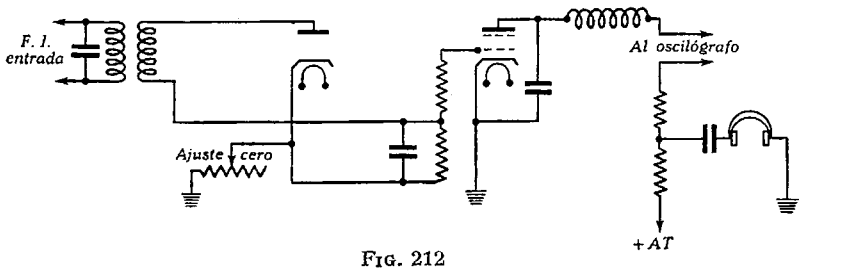


FIG. 212

engendrada por el oscilador local se mide exactamente a la entrada del atenuador AT_1, por medio de un voltímetro térmico graduado en microvoltios.

Normalmente se emplea una señal local de $1\mu V$ de tensión, indicación ref. *STD* del instrumento de medida como base de referencia de las medidas. Por consiguiente, la atenuación expresada en decibelios, introducida por los atenuadores AT_1 y AT_2, da la medida de la tensión E_i inyectada a la antena de cuadro.

Fuente de alimentación. El equipo está dispuesto para ser alimentado por un rectificador de válvula de doble onda, o por medio de un motor generador alimentado por una batería de acumuladores de 6 v siendo 250 v la tensión entregada por el generador al equipo.

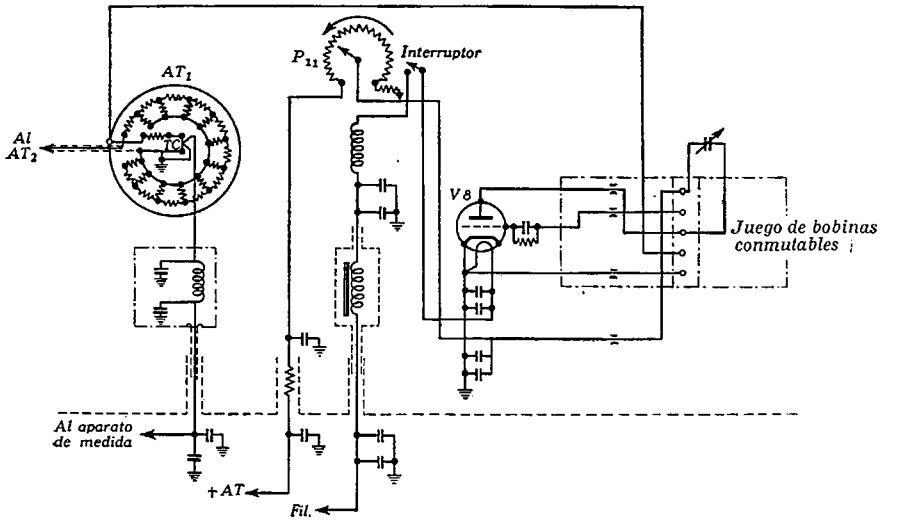


FIG. 213

Procedimiento de medida. Recordando que la altura efectiva de la antena de cuadro se determina por medio de la fórmula

$$h = \frac{2\,\pi\,n\,S}{\lambda}$$

donde S = Superficie del cuadro en m^2
λ = Longitud de onda en m
n = número de espiras del cuadro

y llamando $E_i = K E_s$ a la tensión desarrollada por el generador local sobre la resistencia r_1, de la antena para producir en el indicador de salida la misma desviación que la tensión E_t que se desea medir, se tiene:

$$E_t = K\,E_s \quad (^1)$$

y, tomando $E_s = 1$ V y E_t en microvoltios queda:

$$E_{t\,\mu v} = K \times 10^6$$

E_t es la tensión total inducida en la antena; por consiguiente, este valor debe ser dividido por la altura efectiva de la antena expresada en metros para obtener la intensidad de campo expresada en microvoltios por metro:

$$E_{t\ (\mu V/m)} = \frac{K}{h} \times 10^6 \qquad (K \leq 1)$$

(1) K es el factor de atenuación introducido por los atenuadores AT_1 y AT_2.

luego,

$$N_{dB} = 20 \log \frac{10^6}{h} - 20 \,|\log K|$$

$$N_{dB} = 20 \log \frac{\lambda \times 10^6}{2 \pi n S} - 20 \,|\log K|$$

o bien,

$$N_{dB} = Y_{dB} - X_{dB} \qquad \text{(VI, 7)}$$

donde Y es el «término de corrección del cuadro» expresado en decibelios, X la atenuación introducida por AT_1 y AT_2 y N la medida de la intensidad del campo, expresada asimismo en decibelios, para $1 \mu V$ de base.

Para efectuar la medida, se ajusta la sensibilidad del receptor mediante AT_3 hasta eliminar el ruido de fondo, se selecciona el margen de frecuencias que comprenda la de la estación que se desee medir y se sintoniza el receptor mediante el mando $D_{C_{28}}$, que gobierna el condensador variable, C_{28}, hasta recibir la señal deseada en los teléfonos o bien tan sólo en el aparato de medida M_2 dispuesto como voltímetro de válvula a la salida del receptor. Es muy importante reajustar el condensador de sintonía de antena C_{25} ó C_A hasta obtener la máxima indicación de M_2, pues es el que indica el «término de corrección del cuadro», valor fundamental de toda medida, según se ha indicado anteriormente.

Se regula la corriente que circula por M_2 (fig. 208), introduciendo o quitando atenuación por medio del atenuador de $FI \cdot AT_3$, hasta conseguir una lectura apreciable en M_2. Si la intensidad de la señal es excesiva, se puede limitar, variando el acoplamiento de la antena de cuadro al receptor. Se gira el cuadro hasta obtener la máxima indicación en M_2 y se anota con exactitud la lectura registrada. En estas condiciones se enciende el generador local, y se ajusta el reóstato P_{11} hasta que la aguja de M_1 se desvíe hasta la señal ref. *STD* que indica que la tensión generada por el oscilador es de 1 voltio, a la entrada de los atenuadores AT_1 y AT_2.

Se selecciona el margen de frecuencias del generador local que comprenda la de la estación que se mide, y se sintoniza el circuito oscilador a una frecuencia muy cercana a la de la estación sometida a medida, hasta obtener en los teléfonos una nota de batido, que indica que el generador local oscila a una frecuencia igual que la recibida en la antena de cuadro, salvo la pequeña diferencia que supone la frecuencia del batido de audiofrecuencia. Conseguido éste, se gira la antena de cuadro hasta hacer desaparecer la señal exterior, y se ajustan los atenuadores AT_1 y AT_2 hasta conseguir que la señal del generador local llegue a producir la misma desviación de la aguja de M_2, que la anotada anteriormente. En estas condiciones, la intensidad del campo medida en microvoltios-metro viene dada por la relación (VI, 7),

$$E_{t\ (\mu V/m)} = Y_{dB} - X_{dB}$$

Y_{dB} = «término de corrección del cuadro»
X_{dB} = Atenuación introducida por AT_1 y AT_2.

CAPÍTULO VII

Medidas en frecuencias ultraelevadas

Las frecuencias ultraelevadas (f.u.e.) empleadas en la técnica radioeléctrica están comprendidas entre los 3×10^7 y 3×10^{10} c/s (ondas métricas, decimétricas y centimétricas) y para ellas no son

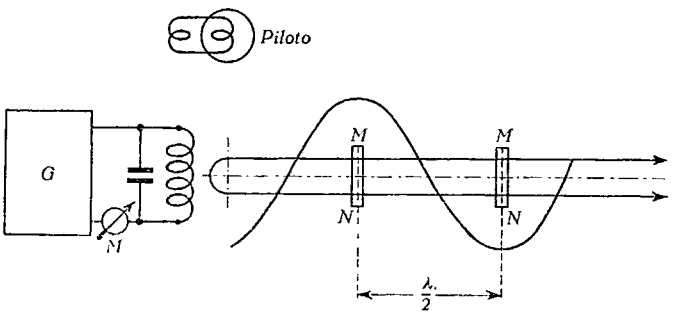


FIG. 214

apropiados los métodos de medida utilizados para frecuencias inferiores, por adquirir decisiva influencia fenómenos no tenidos en cuenta para frecuencias más bajas.

1. Medida de la longitud de onda. *a) Método de medida por «hilos de Lecher».* Si no se dispone de alguno de los ondámetros especialmente diseñados para la medida de frecuencias ultraelevadas que más adelante se describen, un método suficientemente preciso, para las frecuencias más bajas del margen de f.u.e., es el llamado de «hilos de Lecher».

Se funda este procedimiento de medida en la propiedad que posee una línea de transmisión bifilar (hilos de Lecher) de entretener oscilaciones (ondas estacionarias) (1) recibidas de un generador *G* (fig. 214) acoplado a dicha línea.

(1) Una onda de corriente o de tensión que se propaga a través de una línea con la terminación abierta, al llegar al extremo se refleja, recorriendo la línea en sentido inverso y sumándose con las ondas de corriente que continúan propagándose por la línea en el sentido primero. La figura 215 es una representación gráfica

La línea de transmisión deberá tener, por lo menos, una longitud igual a la de la onda de mayor frecuencia que se desee medir y, salvo en los extremos de sustentación, quedará aislada por aire. Los conductores del sistema de Lecher se encuentran tendidos entre soportes aislantes y separados entre sí, para frecuencias inferiores a 150 Mc/s, de 2,5 a 4 cm.

Una barra metálica *MN* (fig. 214), que puede ser deslizada en contacto con los conductores de la línea y perpendicularmente a éstos, permite variar la longitud de la onda de resonancia del sistema de hilos de Lecher (1).

Para la medida se precisa de un instrumento capaz de acusar las variaciones experimentadas por la corriente del circuito de salida del generador, que puede ser un miliamperímetro *M*, intercalado en la línea de alimentación de dicho circuito.

Al deslizar la barra de corto circuito sobre la línea de transmisión, se producirán variaciones de la corriente del circuito de salida del generador, debiendo señalarse cuidadosamente los puntos de la línea que, al ser cortocircuitados, determinan desviaciones máximas de la

---

del fenómeno de la formación de ondas estacionarias resultantes de la composición de las ondas que recorren la línea en el sentido *AB* y de las reflejadas que vuelven por la línea en el sentido *BA*.

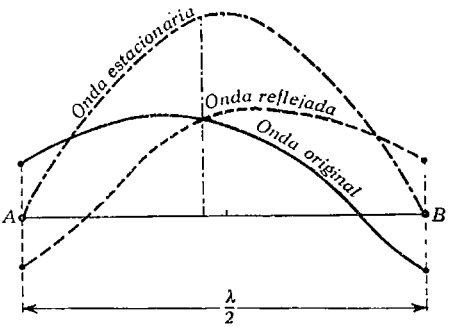


FIG. 215

(1) Una línea bifilar es un circuito oscilante de constantes distribuídas cuya impedancia de entrada Z_e, considerando el extremo en corto circuito, viene dada por la fórmula

$$Z_e = j\, Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l \qquad (A)$$

(admitiendo pérdidas nulas), donde Z_0 es la impedancia característica de la línea, l la longitud de la misma, y λ la longitud de la onda recibida.

Para $l = \dfrac{n\,\lambda}{2}$ se tiene $Z_e = j\, Z_0 \operatorname{tg} n\pi = 0$; $(n = 0,1,2, \ldots)$,

es decir, Z_e pone en corto circuito el generador, lo que acusa el indicador de resonancia *M* intercalado en serie con la línea de alimentación del circuito de salida de aquél.

aguja indicadora de M. La distancia medida entre dos puntos consecutivos de la línea, para los cuales se obtienen lecturas máximas en M, corresponde a la mitad de la longitud de la onda producida por el generador. Si la variación de corriente indicada por M es tan pequeña que no permite precisar el punto donde debe tomarse el corto circuito de la línea, se usará como indicador una lamparita de pequeño consumo, acoplada débilmente al circuito de salida por medio de una espira que cierre circuito con la lámpara y que proporcione suficiente luminosidad. Con esta disposición, los puntos de corto circuito que deben tomarse para la medida son los que determinan un mínimo de luminosidad de la lamparita. La precaución de acoplar débilmente la espira unida a la lamparita con el circuito de salida del generador, debe extremarse cuando se trate de medir la frecuencia de un oscilador autoexcitado, a fin de evitar cualquier desplazamiento de frecuencia por causa de la variación de las constantes del circuito de carga del oscilador influídas por las del circuito de la lámpara.

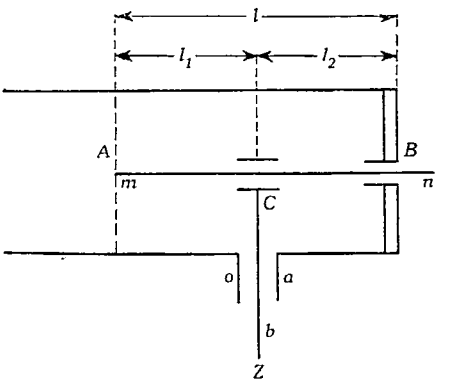


FIG. 216

La frecuencia en megaciclos se obtiene por la fórmula

$$f_{\text{Mc/s}} = \frac{150}{d}$$

siendo d la distancia en metros entre dos puntos de la línea determinados por las medidas descritas $\left(d = \frac{\lambda}{2} \text{ metros}\right)$.

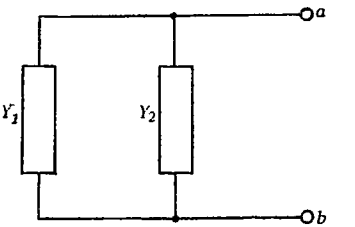


FIG. 217

b) *Ondámetros de línea coaxial.* El método de medida estudiado es de poca precisión para las frecuencias medias y altas del margen de las f.u.e. (ondas decimétricas y centimétricas), y por esta razón se han ensayado ondámetros que suministran datos más exactos.

El ondámetro de línea coaxial consiste en una sección de línea de transmisión coaxial, de longitud l (fig. 216), en circuito abierto por el extremo A y en corto circuito por el B. El conductor central $m\,n$ puede deslizarse en el interior del cilindro hueco de metal que forma el conductor externo, manteniendo un íntimo contacto metálico con éste en el extremo B y quedando aislado por aire en los demás puntos. A una distancia l_2 del extremo en corto circuito B se toma una derivación $a\,b$ del conductor central, que tendrá salida por un orificio prac-

ticado en el cilindro exterior, evitando toda posibilidad de contacto con éste y asegurando, en cambio, un buen contacto con el conductor axial.

Una sección de línea de transmisión coaxial constituye un circuito de constantes distribuídas, de modo que el montaje descrito es equivalente al circuito de la figura 217, en el que se toma la sección l_1 de la línea, sustituída por su admitancia Y_1, y la sección l_2, por su admitancia Y_2.

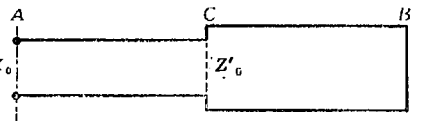


FIG. 218

La admitancia total entre los puntos a y b, Y_{ab}, es la suma de las componentes Y_1 e Y_2, y varía siguiendo las variaciones de Y_1, porque Y_2, por ser l_2 constante, se mantiene invariable para medidas sobre una misma frecuencia (1).

Por esta dependencia, Y_{ab} adquiere valores máximos (condición de resonancia serie del circuito formado por la línea coaxial) para (fig. 219)

$$l_1 = (2n + 1)\frac{\lambda}{4} \qquad \text{(VII, 1)}$$

$$(n=0,\ 1,\ 2,\ 3,\ \ldots)$$

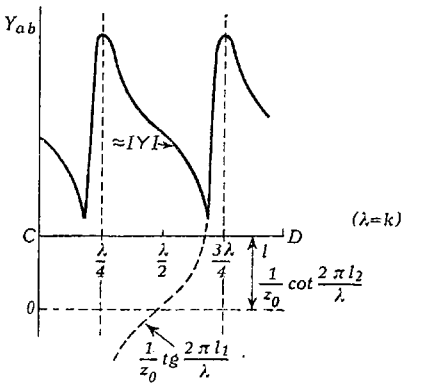


FIG. 219

(1) Considerando la sección de línea coaxial como una línea de transmisión bifilar (fig. 218) con pérdidas nulas, la admitancia de entrada de la porción AC con el extremo en circuito abierto, viene expresada por

$$Y_1 = j\frac{1}{Z_0}\,\text{tg}\,\frac{2\pi l_1}{\lambda}$$

donde Z_0 es la impedancia característica de dicha porción, y la admitancia de entrada de la porción BC por

$$Y_2' = -j\frac{1}{Z'_0}\,\cot\frac{2\pi l_2}{\lambda};$$

Z'_0 es la impedancia característica de BC. La admitancia resultante Y_{ab}, suma de Y_1 e Y_2, toma la forma

$$Y_{ab} = j\left(\frac{1}{Z_0}\,\text{tg}\,\frac{2\pi l_1}{\lambda} - \frac{1}{Z'_0}\,\cot\frac{2\pi l_2}{\lambda}\right)$$

Como el sustraendo del paréntesis permanece constante para una λ determinada, Y_{ab} sigue la ley de variación de

$$\text{tg}\,\frac{2\pi l_1}{\lambda} \qquad \text{(A)}$$

como se representa en la figura 219. Así, Y_{ab} adquiere valores máximos para máximos valores de (A). La expresión (A) es máxima cuando

$$l_1 = (2n + 1)\frac{\lambda}{4}$$

Si se gradúa l_1 en unidades de longitud, con una disposición que garantice lecturas precisas, se podrá obtener el valor de λ por dos lecturas inmediatas que verifiquen (VII, 1). En efecto:

$$l_{1,n} = (2n + 1)\frac{\lambda}{4}$$

$$l_{1,n+1} = (2n + 3)\frac{\lambda}{4}$$

y restando de la última igualdad la primera, se obtiene

$$d = l_{1,n+1} - l_{1,n} = \frac{\lambda}{2}$$

fórmula que permite determinar la longitud de onda de la señal de f.u.e. producida por el generador *G*.

Para efectuar la medida, el ondámetro se sitúa entre la antena emisora del generador, de manera que quede enfocada por el haz de radia-

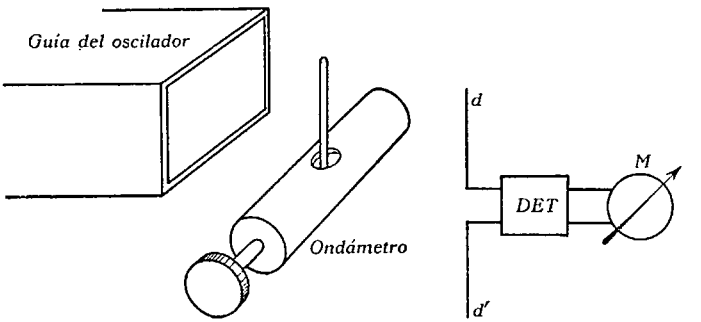


FIG. 220

ción de la misma, y el detector *DET* (fig. 220) provisto de un dípolo *dd'*. La derivación que se tomó en el punto *C* del conductor central del ondámetro, hace el oficio de antena, que, situada en la ruta de las ondas dirigidas del generador al detector, producirá una absorción de parte de la energía del campo, bien notable cuando el circuito formado por la línea coaxial del ondámetro quede en resonancia con la frecuencia del generador, disminuyendo la indicación del aparato de medida *M* del detector por haberse reducido la energía electromagnética captada por el dipolo *dd'*. Registrando los valores de l_1 para dos indicaciones sucesivas de disminución de campo en el detector, se obtiene por diferencia, como se ha detallado anteriormente, el valor de $\frac{\lambda}{2}$.

El sistema mecánico que permite la lectura precisa de las variaciones de la longitud de l_1 se compone de un tornillo micrométrico *n n'* (fig. 221) incorporado al conductor central del ondámetro. Sobre la cabeza

de este tornillo se dispone un limbo D dividido en 10 partes iguales de modo que, si el paso de rosca de tornillo es de 1 mm, el giro de una división del limbo graduado corresponde a un desplazamiento del eje respecto del cilindro exterior fijo de 0,1 mm. El ondámetro de línea

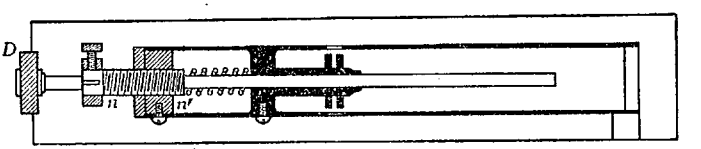


FIG. 221

coaxial descrito no permite una lectura directa y rápida de la longitud de onda medida, condición que se cumple introduciendo algunas modificaciones en el mismo.

A continuación se describe un ondámetro de línea coaxial para ondas de 5 a 30 cm que, fundado en el mismo principio que el anterior, permite efectuar medidas por lectura directa. Consiste (figura 222) en una línea coaxial de transmisión, cuyo conductor central es de longitud regulable por medio de un preciso sistema mecánico. La cavidad resonante así formada se excita por medio del bucle a-a', terminado exteriormente en un pequeño dipolo. Parte de la energía captada por la cavidad resonante se transfiere, mediante el bucle bb', al circuito de medida constituído por el termoelemento o rectificador de cristal y el instrumento M_1 para corriente continua.

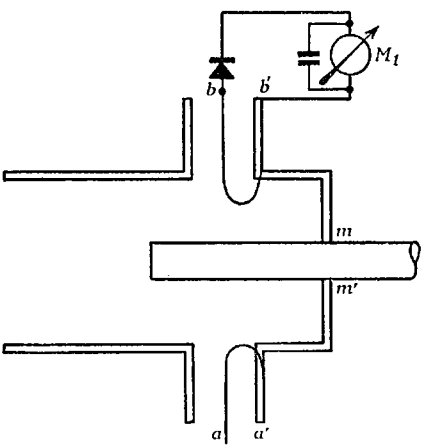


FIG. 222

Los bucles de acoplamiento se ajustan para obtener una buena sensibilidad en todo el margen de medida y una característica de respuesta suficientemente lineal que permita la lectura directa con error menor del 0,5 %. Para la desviación máxima de la aguja de M_1 se requiere una potencia de excitación de 20 mW aproximadamente, si se usa termoelemento, y de 1 mW si se usa rectificador de cristal. Para evitar la influencia indeseable de campos electromagnéticos parásitos sobre el dispositivo de medida, se desacopla el instrumento mediante un condensador de pequeña capacidad y se dan masas comunes al acoplamiento de entrada y al eje del dispositivo de sintonía, apantallando adecuadamente el conjunto. Es de gran importancia en este tipo de ondámetro la perfección del contacto anular entre el con-

ductor axial y el cojinete de la terminación del conducto exterior (sección *m-m'*), ya que la resistencia de contacto produce una desviación de la característica lineal de respuesta y, por consiguiente, error de medida.

El esquema de principio de este ondámetro para f.u.e. (fig. 223 *a*) facilita la reducción al circuito equivalente de la figura 223 *b*, en el cual Z_0 es la impedancia característica de la línea coaxial de longitud l_0, y C_0 la capacidad terminal equivalente al efecto de discontinuidad de la línea.

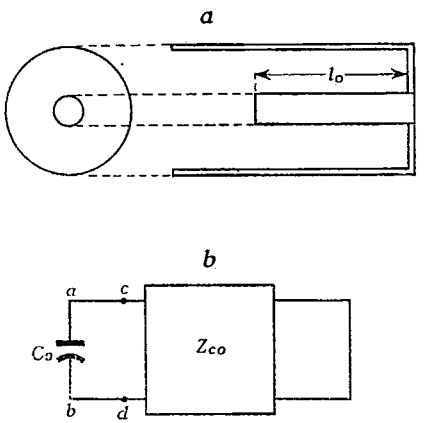


FIG. 223

Para efectuar la medida, debe buscarse la resonancia de la línea coaxial con la onda que se desea medir, variando la longitud activa l_0 de la línea por desplazamiento del conductor central. Al llegar a la resonancia, la indicación de M_1 será máxima, es decir, la impedancia serie del circuito formado por la línea se hace puramente resistiva, lo que exige la condición

$$-X_{C_0} + X_1 = 0,$$

siendo $-X_{C_0}$ la impedancia medida entre las bornas *a* y *b* de C_0 para *c-d* en circuito abierto, y X_1 la impedancia medida entre *c* y *d* para *a-b* en circuito abierto.

En la condición de resonancia se verifica [1]

$$\frac{\Delta l_0}{\Delta \lambda} \approx \frac{1}{4} - \frac{c^3}{3}$$

[1] La impedancia de entrada del circuito Z_{c_0} viene expesada por la relación

$$Z_{c_0} = j Z_0 \operatorname{tg} \theta,$$

siendo Z_0 la impedancia característica de Z_{c_0}.

Para establecer la resonancia del circuito serie formado por Z_{c_0} y C_0, con $f = \frac{v}{\lambda}$, se debe verificar

$$Z_{c_0} - X_{C_0} = 0,$$

es decir,

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{\lambda}{2 \pi v C_0 Z_0} \qquad (A)$$

Además, $l_0 = \frac{\theta \lambda}{2\pi}$, por lo que, derivando esta expresión en función de λ, resulta

$$\frac{d l_0}{d \lambda} = \frac{\theta}{2\pi} + \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \frac{d\theta}{d\lambda}$$

en la que $\frac{d\theta}{d\lambda}$ se obtiene por derivación de (A),

$$\frac{d\theta}{d\lambda} = \frac{d \operatorname{tg} \theta}{d\lambda} \cdot \cos^2 \theta;$$

donde l_0 es la longitud activa de la línea coaxial, λ la longitud de la onda de resonancia, y c un valor angular medido en radianes y dado por la relación

$$c = \frac{\pi}{2} - \theta = \frac{\pi}{2} - \beta l_0, \qquad \text{(VII, 2)}$$

en la cual θ es la *constante de propagación*, y β la *constante de longitud de onda* de la línea. La fórmula (VII, 2) es válida con suficiente aproximación, para valores de c menores de 0,5 radianes, y permite construir la curva de la figura 224, correspondiente a un ondámetro para el cual se verifique

$$C_0 Z_0 = 12 \times 10^{-12},$$

y con ella se pueden efectuar mediciones en f.u.e. por lectura directa.

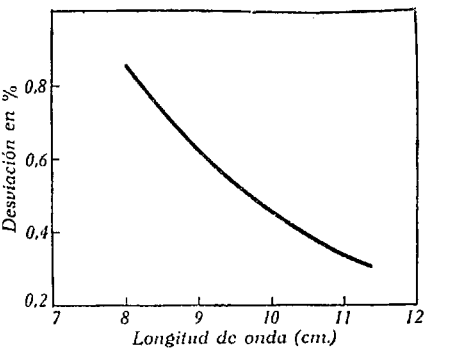


FIG. 224

La dificultad mecánica que presenta este tipo de ondámetro para conseguir un perfecto contacto eléctrico entre el conductor central deslizable y el cojinete del conductor exterior, ha obligado a ensayar algunas variantes, consistiendo una de las más sencillas en aumentar la superficie de contacto prolongando el cojinete del conductor exterior hacia el interior de la línea (fig. 225 *a*). El circuito equivalente es el de la figura 225 *b*, en el cual Z_0 es la impedancia característica de la sección l_0 de la línea, representada en la figura por Z_{c0}, Z_1 es la impedancia característica de la sección l_1, representada por Z_{c1} y C_0, y C_1 las capacidades terminales equivalentes a los efectos de discontinuidad de la línea.

Para la medida se induce en el dipolo terminado en el bucle de excitación a-a' una tensión debida al campo electromagnético cuya frecuencia se desea medir, y se estableee la resonancia de la línea coaxial, como en el caso anterior, desplazando lentamente el conductor central hasta obtener la máxima indicación en el instrumento M_1. Para la resonancia se debe verificar igualmente que la impedancia serie

---

luego $$\frac{d\,l_0}{d\,\lambda} = \frac{\theta + {}^1/_2 \operatorname{sen} 2\theta}{2\,\pi}$$

y para $\theta = \frac{\pi}{2} - c$,

$$\operatorname{sen} 2\theta = \operatorname{sen} (\pi - 2c) \approx 2\left(c - \frac{2}{3} c^3\right) \qquad (c < 0{,}5 \text{ rad.}),$$

de donde $$\frac{d\,l_0}{d\,\lambda} = \frac{1}{4} - \frac{c^3}{3\pi}$$

del circuito formado por la línea sea solamente resistiva, es decir, que

$$X_1 + X_0 = 0,$$

siendo X_0 la impedancia medida entre las bornas a y b para c-d

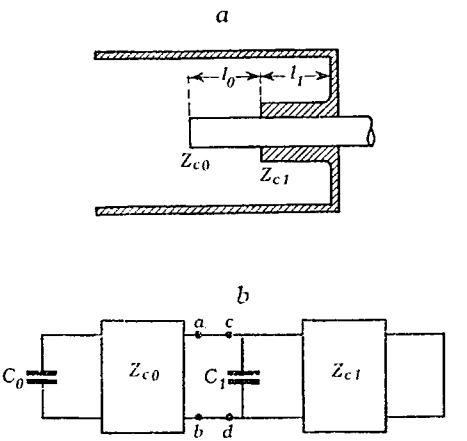


FIG. 225

en circuito abierto, y X_1 la impedancia medida entre c y d para a-b en circuito abierto. En estas condiciones, la curva representada en la figu-

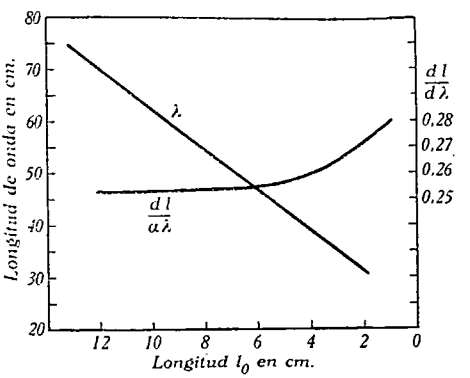


FIG. 226

ra 226, da los valores de las longitudes de onda en función de l_0 (1),

(1) En el circuito de la figura 225 b se tiene

$$X_1 = \frac{Z_{c_1} X_{C_1}}{X_{C_1} - Z_{c_1}};$$

para un ondámetro de las siguientes características:

$$l_1 = 5{,}25 \text{ cm}$$
$$C_0 = 0{,}48 \text{ pF}$$
$$Z_0 = 68 \text{ ohmios}$$
$$\frac{Z_0}{Z_1} = 1{,}15$$
$$\frac{C_0}{C_1} \ll 1.$$

mas como la impedancia de entrada Z_{c_1} es

$$Z_{c_1} = Z_1 \operatorname{tg} \theta_1,$$

resulta

$$X_1 = \frac{\left(\frac{1}{\omega C_1}\right) \cdot (Z_1 \operatorname{tg} \theta_1)}{\left(\frac{1}{\omega C_1}\right) - (Z_1 \operatorname{tg} \theta_1)}$$

La impedancia de entrada de la sección l_0 terminada por la capacidad C_0 se obtiene por la fórmula

$$X_0 = \frac{\frac{1}{\omega C_0} - Z_0 \operatorname{tg} \theta_0}{1 + \left(\frac{1}{\omega C_0 Z_0}\right) \operatorname{tg} \theta_0}$$

Para establecer la resonancia de este circuito formado por X_1 y X_0 en serie es preciso que se verifique

$$X_1 + X_0 = 0,$$

o sea,

$$\operatorname{tg} \theta_0 = \frac{\frac{X_0}{Z_0} - \frac{Z_1}{Z_0} \operatorname{tg} \theta_1 \left(\frac{C_1}{C_0} + 1\right)}{1 - \frac{Z_1}{Z_0} \operatorname{tg} \theta_1 \left(\frac{Z_0}{X_{C_1}} - \frac{X_{C_0}}{Z_0}\right)} \qquad \text{(A)}$$

Derivando la expresión $l_0 = \theta_0 \frac{\lambda}{2\pi}$, en función de λ, se tiene

$$\frac{d l_0}{d \lambda} = \frac{\theta_0}{2\pi} + \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \frac{d \theta_0}{d \lambda}$$

en la cual expresión $\frac{d \theta_0}{d \lambda}$ se deduce, por derivación de (A),

$$\frac{d \operatorname{tg} \theta_0}{d \lambda} = \frac{1}{\cos^2 \theta_0} \cdot \frac{d \theta_0}{d \lambda}$$

y haciendo las operaciones queda

$$\frac{d l_0}{d \lambda} = \frac{\theta_0}{2\pi} + \frac{\lambda}{2\pi} \frac{1}{D} \left[\frac{d N}{d \lambda} - \frac{N}{D} \frac{d D}{d \lambda} \right] \cos^2 \theta_0$$

[N y D, numerador y denominador, respectivamente, de (A)].

El mando principal de sintonía gobierna un eje de rosca micrométrica, plateado, que permite medir con exactitud los menores desplazamientos del conductor central de la línea, solidario con el eje, lo que asegura una mínima resistencia de contacto con el conductor exterior. En este ondámetro se produce la desviación máxima de la aguja del instrumento de medida para una potencia de entrada de 1 mW, y la característica de medida es lineal en todo el margen de 8 a 12 cm de longitud de onda, con un error menor de 0,05 % en la medida.

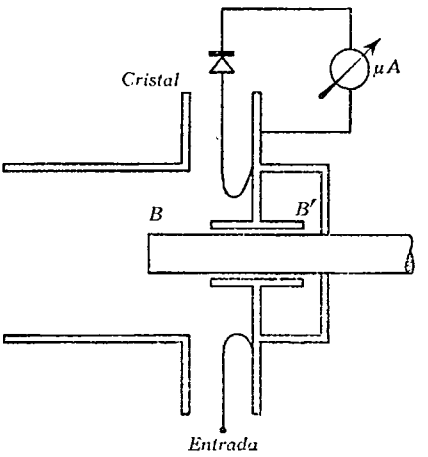


FIG. 227

Estas características pueden ser mejoradas por el ondámetro de línea coaxial con dos cavidades (fig. 227) B y B', la primera mayor que la segunda en proporción tal que la impedancia de entrada de la menor se haga nula para el valor intermedio de longitud de onda del margen del ondámetro, manteniéndose pequeña para las restantes longitudes de onda del margen. El contacto entre el eje del mando de sintonía y el cojinete del conductor exterior es recorrido por una pequeña corriente, de modo que el efecto de resistencia variable del contacto puede despreciarse, lo que resuelve la principal dificultad constructiva de los ondámetros de contacto anular.

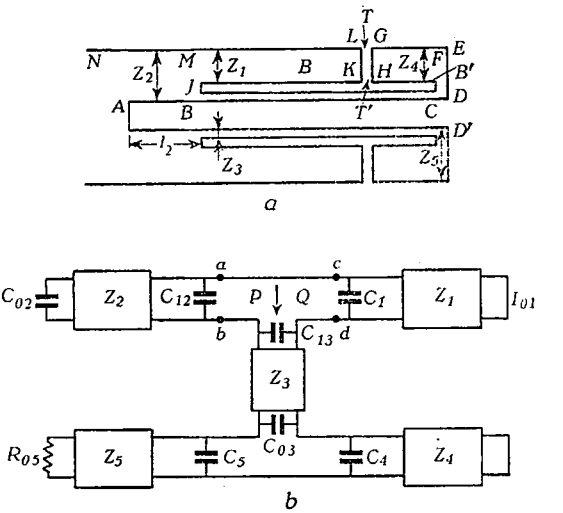


FIG. 228

El circuito equivalente de la cavidad resonante de este ondámetro es el de la figura 228, y para el mismo, Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 y Z_5 son las impedancias características de las cinco líneas de transmisión que se pueden considerar, y C_{02}, C_{12}, C_1, C_{13}, C_{03}, C_4 y C_5 las capacidades equivalentes a los efectos de discontinuidad de las líneas.

Si se toman valores convenientes para las constantes de la línea coaxial de cavidad dividida, se puede establecer que la impedancia de entrada de la cavidad B' (impedancia medida entre los puntos P y Q hacia Z_{c3}) sea nula para la frecuencia media del margen del ondámetro. Cuando se cumpla esta condición, para poner la línea en resonancia con la frecuencia media, bastará hacer

$$X_1 + X_2 = 0,$$

donde X_2 es la impedancia de entrada medida entre a y b para c-d en circuito abierto, y X_1 la impedancia entre c y d para a-b en circuito abierto. Es decir, que se ha reducido el ondámetro de cavidad dividida, a los efectos de resonancia y medida, al ondámetro de precisión anteriormente descrito. La cavidad secundaria B' ha permitido hacer despreciable el valor de la resistencia de contacto de la sección DD' que en los ondámetros de contacto anular tenía decisiva influencia para la exactitud de la medida. Por tanto, al igual que para el ondámetro de precisión de contacto anular, se obtendrá con el ondámetro de cavidad dividida la longitud de onda en función de la longitud l_2.

Con un error ligeramente mayor (1 % como error máximo), pero admisible en la práctica, se obtienen medidas sobre longitudes de onda diferentes de la media, ya que en este caso la impedancia de entrada de la cavidad B' no es nula e interviene en el ajuste de la resonancia de la línea, deformando la característica lineal de medida.

La tabla que se incluye a continuación a modo de ejemplo, muestra las variaciones de la pendiente de la característica de medida $\frac{\Delta \lambda}{\Delta l_2}$ para las distintas ondas de resonancia de la línea, así como las variaciones de la relación entre la corriente desarrollada a través de la sección TT' y la sección DD' $\left(\frac{I_{05}}{I_{01}}\right)$, y del factor de sobretensión del conjunto.

TABLA IX

λ	$\frac{\Delta \lambda}{\Delta l_2}$	$\frac{I_{05}}{I_{01}}$	Q
12		0,046	2250
13,25	3,54		
14,5	3,566	0,073	2260
15,75	3,55		
17	3,555	0,104	2280

2. Medida de potencia. los métodos de medida descritos en el Capítulo IV, aplicables a las radiofrecuencias bajas, no son adecuados, en general, para las frecuencias ultraelevadas, salvo el método calorimétrico; mas con notables variaciones de los dispositivos de medida. Para la medida de potencia en f.u.e. se usan procedimientos calóri-

métricos, bolométricos (medida de la variación de resistencia por el calor) y directos. Para los primeros se requiere una previa conversión de la energía eléctrica en calorífica, mientras que los métodos directos proporcionan medidas de potencia referidas a magnitudes eléctricas.

Método calorimétrico. No difiere, en principio, del explicado para las medidas de potencia de radiofrecuencias bajas. Consiste, por consiguiente, en transformar la energía de salida del generador en calor, sobre un elemento de carga rodeado por un medio capaz de absorber totalmente la radiación calorífica de la carga. Las características eléctricas de ésta deben ser apropiadas a las frecuencias de prueba, con una impedancia de entrada puramente resistiva y constante den-

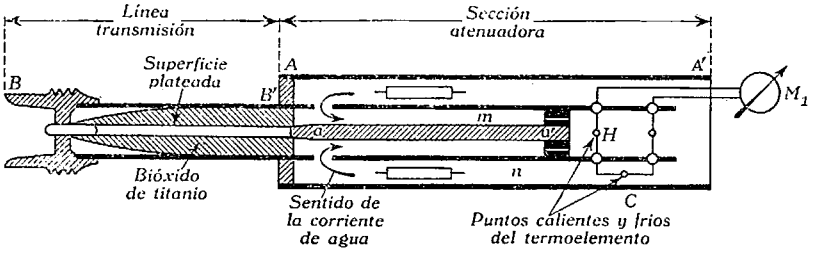


FIG. 229

tro del margen de frecuencias de medida. La energía eléctrica convertida en calor se mide por la variación de la temperatura del medio que absorbe el calor disipado por la carga.

Un calorímetro especialmente diseñado para f.u.e. está formado por una línea coaxial de transmisión dividida en dos secciones (fig. 229): una sección atenuadora AA', con la terminación en corto circuito dispuesta para disipar la energía de radiofrecuencia, y una sección de línea coaxial, aperiódica, BB', que transforma la impedancia de entrada de la sección atenuadora en la impedancia característica de la línea.

La impedancia de entrada de la sección AA' es de valor real y próximo a su impedancia característica, cuando la atenuación total en decibelios es grande y la atenuación por largo de onda de la línea es pequeña.

Comúnmente se adopta una sección atenuadora cuya *longitud eléctrica* en el aire sea aproximadamente un largo de onda de la frecuencia más baja del margen de prueba.

A través de esta sección se establece una circulación de agua que, además de actuar como medio receptor de la radiación calorífica de la línea, constituye el dieléctrico que separa los conductores interior y exterior de la misma.

El conductor central $a\,a'$ de la sección atenuadora es un hilo de cromax de 1,2 mm de diámetro y de 22 cm de longitud aproximadamente. El conductor exterior es un tubo de cobre de 1 cm de diámetro. Por consiguiente, la energía transferida a la sección atenuadora se

disipa casi íntegramente en el conductor central, de mayor resistencia que el exterior, lo que se traduce en una diferencia de temperatura entre el agua que circula por el depósito interior *m* y la del depósito exterior *n*, y también entre los puntos *H* y *C* del termoelemento, lo que determina el paso de una corriente continua por el instrumento M_1, proporcional a la diferencia de temperatura.

Puesto que la impedancia de entrada de la sección *AA'* depende considerablemente de la constante dieléctrica del agua que varía con la temperatura, deberán limitarse los cambios de temperatura del agua a los mínimos valores precisos para registrar una lectura apreciable en el termómetro o en el indicador del termoelemento.

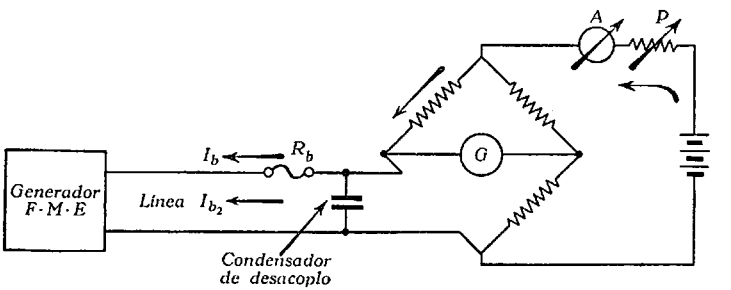


FIG. 230

La sección *BB'* tiene una longitud de 14 cm aproximadamente, y su conductor exterior es una prolongación del conductor exterior de la sección *AA'* que conserva las mismas dimensiones y características. El conductor interior, de igual diámetro que el de la sección atenuadora, está recubierto por un baño de plata que asegura una buena conductibilidad eléctrica y soldado por uno de sus extremos con el conductor interior de la sección *AA'*, terminando el extremo opuesto en el casquillo de conexión con el circuito de salida del generador. Este conductor está separado del exterior por un dieléctrico de elevada constante, por ejemplo bióxido de titanio, y de alta impenetrabilidad para el agua.

La línea de transmisión así formada transforma la impedancia de entrada de la sección atenuadora, que es comúnmente de 10 a 12 ohmios, en una impedancia de 50 ohmios, con la que se carga el generador.

El calorímetro descrito admite potencias del orden de los 150 vatios como máximo. Para potencias de 1 a 2 kw, sería precisa una línea atenuadora de 80 cm de longitud y 2,5 cm de diámetro.

Método bolométrico. Tiene sobre el anterior la ventaja de requerir aparatos menos voluminosos y permitir una determinación más rápida de las medidas; pero proporciona, en cambio, resultados menos exactos, suficientes, no obstante, en muchos casos prácticos.

El equipo usado para la medida consiste en un elemento muy sensible cuya resistencia varía con la temperatura y, por tanto, con la

potencia disipada en el mismo. Esta resistencia R_b, conectada en serie con el conductor central de la línea coaxial de transmisión en la que se trata de efectuar la medida de potencia (fig. 230), se intercala en una rama del puente de Wheatstone y se establece el equilibrio del puente, con el generador de f.u.e. interrumpido, con lo que el bolómetro solamente absorberá la potencia desarrollada por el paso de la corriente continua I_b de la batería. Al conectar el generador de f.u.e., el elemento del bolómetro disipará además la potencia radiofrecuente entregada por dicho generador a la línea, lo que se traducirá por un aumento de temperatura de R_b y el consiguiente aumento de resistencia, deshaciéndose el equilibrio del sistema. Para restablecer el equilibrio, se disminuye la corriente continua que recorre la resistencia del bolómetro, aumentando la resistencia en serie con el circuito de alimentación del puente, mediante el reóstato P. En efecto, cuando la potencia desarrollada en R_b por la corriente continua $I_{b,1}$ que se resta de la primitiva corriente I_b sea igual a la potencia radiofrecuente disipada en R_b, esta resistencia recobrará el valor que adquirió para la condición de equilibrio, produciéndose éste de nuevo. Para graduar la escala de A directamente en vatios se puede emplear un calorímetro como patrón o bien sustituir el generador de radiofrecuencia por un generador de frecuencia industrial cuya potencia puede ser contrastada por medio de un vatímetro de precisión.

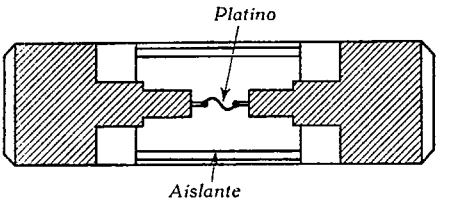


FIG. 231

Las características del elemento de resistencia variable difieren según el valor de la potencia que deba ser medida.

Por ejemplo, para potencias no superiores a los 10 mW se emplea como elemento de resistencia variable un hilo fusible de platino de 0,00138 mm de diámetro (fig. 231), cuya sensibilidad de variación de resistencia es de 4 ohmios por milivatio aproximadamente, con pequeño coeficiente de sobrecarga de fusión. Si las potencias a medir son superiores a los 10 mW e inferiores a 10 vatios,

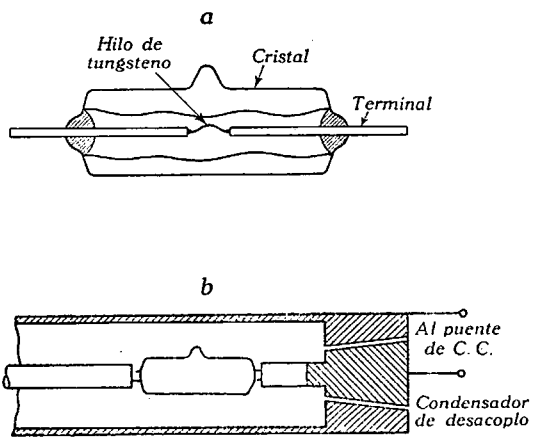


FIG. 232

se emplea como elemento sensible del bolómetro un filamento de tungsteno (fig. 232 *a*) contenido en una ampolla de vidrio en la que se hace el vacío o se llena de hidrógeno. Esta ampolla, de pequeñas dimensiones, se adapta al conductor central de una línea de transmisión coaxial de modo que el hilo de tungsteno quede intercalado en serie con dicho conductor, según se muestra en la fig. 232 *b*.

Método directo. Para la aplicación de este método de medida se puede emplear el dispositivo de la figura 233.

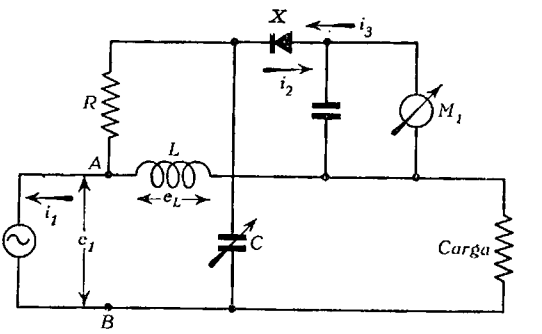


FIG. 233

La tensión e_L desarrollada entre los extremos de la inductancia L por la corriente i_1 de la línea, determina una pequeña corriente i_2 que circula a través de la resistencia R y del rectificador de cristal X. Si R es grande en comparación con la reactancia inductiva de L, el valor de i_2 es proporcional a i_1 y, además, la fase de la corriente i_2 está adelantada 90° respecto de i_1. La tensión e_1, establecida entre los puntos A y B de la línea, da lugar a otra corriente i_3 que circula a través del condensador C y del rectificador de cristal y es proporcional a e_1, experimentando un retraso de 90° respecto de dicha tensión, si se verifica que la reactancia capacitiva de C es mucho mayor que R. Si la línea termina en una resistencia de carga igual a la impedancia característica, en todos los puntos de la línea se producirá coincidencia de fase entre la tensión e_x y la corriente i_x, luego i_1 estará en fase con e_1; mas por los desplazamientos de fase considerados anteriormente para i_2 e i_3, estas dos corrientes quedan en oposición de fase. Regulando la capacidad C se llega a obtener además la condición $i_2 = i_3$, que se traduce por una indicación de corriente nula del instrumento M_1. Si se invierte la posición relativa del sistema de medida respecto del generador y de la carga (fig. 234), se llega a establecer, por consideraciones análogas a las precedentes, que las corrientes i_2 e i_3 están en fase y su suma circula por M_1. Esta pro-

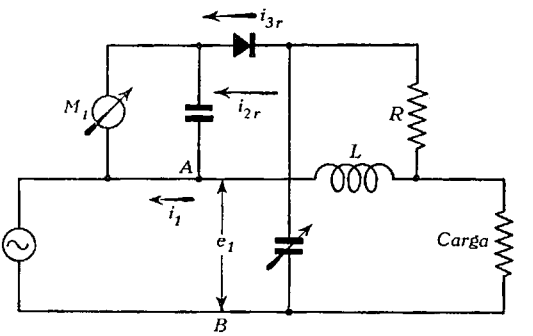


FIG. 234

piedad es la que se aprovecha para medir la potencia entregada a la línea, puesto que M_1 registra valores de corriente cuyas componentes son proporcionales a la corriente i_1 y tensión e_1 tomadas en un punto de la línea.

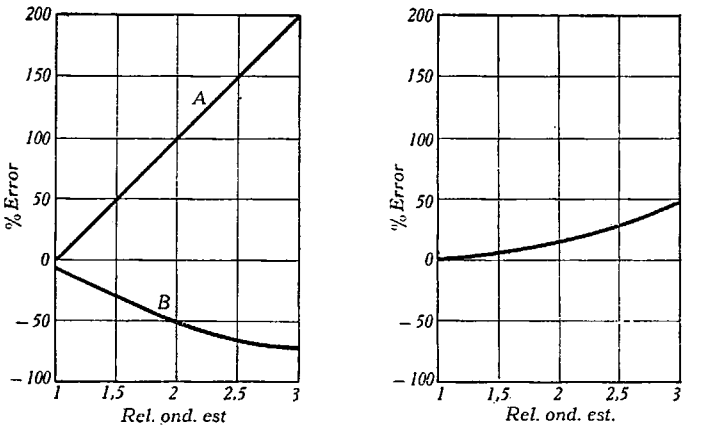


FIG. 235

Para estas medidas se ha presupuesto el correcto equilibrio de la línea (resistencia de carga igual a la impedancia característica) y que, por tanto, no entretenía ondas estacionarias; pero en la práctica no se produce exactamente así, y se introducirían notables errores de medida (fig. 235) si se adoptara el procedimiento descrito sin hacer la necesaria corrección.

En *a* se dan las curvas de error para medidas de potencia a partir de valores máximos *A* o mínimos *B* de tensión o corriente en un punto de la línea, y en *b*, el error para medidas a partir de valores de corriente y tensión combinados.

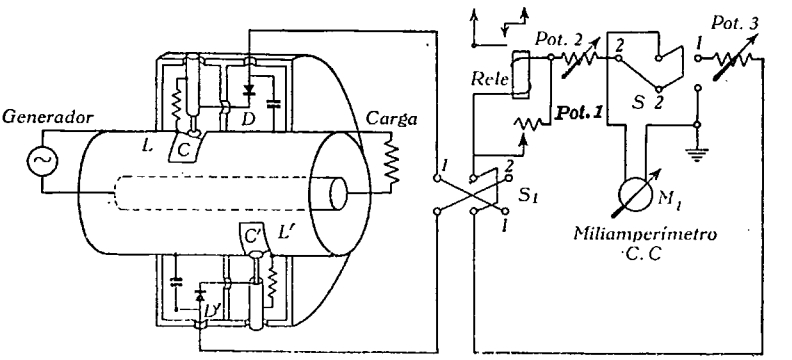


FIG. 236

Recordando que las ondas estacionarias se forman por la superposición de la onda original que recorre la línea desde el generador hacia la carga y de la onda reflejada que recorre la misma línea desde la carga hacia el generador, es evidente que el dispositivo de la figura 233 funciona en la forma descrita (i_2 en oposición de fase con i_3) para la onda original; pero se comporta según el montaje de la figura 234 para la onda reflejada ($i_{2,r}$ en fase con $i_{3,r}$). Es decir, que M_1 registra el paso de una corriente que es función de la potencia W_r reflejada en el extremo receptor de la línea. Anotada esta lectura, se invierte la posición relativa del sistema de medida respecto del generador y la carga, y se hace una nueva lectura que acusará una corriente función de la potencia W_e entregada a la resistencia de carga de la línea. Por consiguiente, la diferencia de estas dos lecturas proporciona el valor de la potencia W_d disipada por la carga.

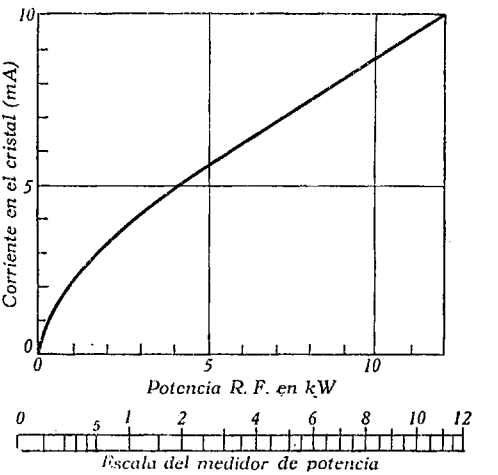


FIG. 237

Una disposición práctica del sistema de medida descrito se representa en la figura 236, en la que puede apreciarse como, por medio del conmutador S_1, se simplifica la operación de intercambiar el generador y la resistencia de carga para realizar las medidas de la onda reflejada o de la onda original. Las plaquitas C y C' constituyen los condensadores de ajuste y su distancia al conductor central de la línea coaxial sobre la que se mide, es regulable desde el exterior. Las acanaladuras L y L' abiertas en sentido transversal sobre el conductor exterior forman las inductancias en serie con la línea. D y D' son dos rectificadores de germanio, ambos de idénticas características, que, para una resistencia total del circuito de corriente continua de 1000 ohmios aproximadamente, proporcionan una característica de medida como la que se indica en la figura 237.

Se hace una comprobación previa del ajuste del sistema sobre una línea de prueba terminada por su impedancia característica, situando los conmutadores S_1 y S_2 en la posición 1 y regulando el potenciómetro Pot. 3 hasta obtener la desviación de la aguja de M_1, correspondiente a una potencia entregada a la línea por un generador de potencia de salida conocida o fácilmente determinable. Se cambian los dos conmutadores a la posición 2 y se repite la medida regulando los potenciómetros Pot. 1 y Pot. 2 hasta obtener la misma indicación en M_1. Después se reponen los conmutadores en su posición primera, que-

dando dispuesto el montaje para sucesivas medidas, mientras se utilice la misma frecuencia de prueba del ajuste previo y el mismo instrumento de medida.

3. Medida de la impedancia característica de líneas. Para medir la impedancia característica de una línea coaxial en f.u.e., se emplea el mis-

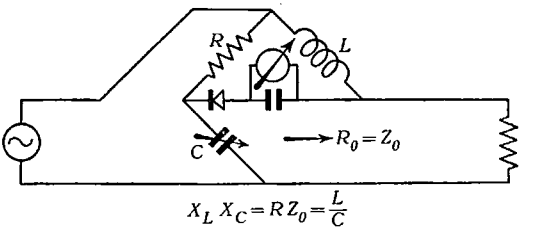


FIG. 238

mo montaje descrito para la medida de potencia por el método directo. En efecto, el equilibrio del puente de alta frecuencia de la figura 238 se verifica para

$$X_L \cdot X_C = R \cdot Z_0,$$

luego

$$Z_0 = \frac{L}{CR}$$

4. Medida de la relación de ondas estacionarias. Se define la relación de ondas estacionarias entretenidas en una línea de transmisión,

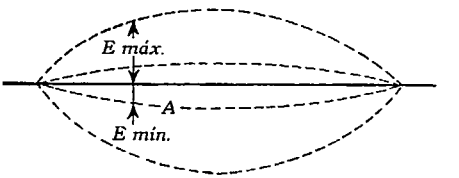


FIG. 239

por la razón entre los valores máximo y mínimo de tensión registrados en un punto de la línea (fig. 239):

$$\text{relación ondas estacionarias} = \frac{E\ (\text{máximo})}{E\ (\text{mínimo})}$$

El valor $E_{(\text{máx.})}$ de E se produce cuando se suman en coincidencia de fase las tensiones correspondientes a la onda original E_e y a la onda reflejada E_r, y el valor $E_{(\text{mín.})}$, cuando E_e y E_r se encuentran en oposición de fase:

$$\text{relación de ondas estacionarias} = \frac{E_e + E_r}{E_e - E_r}$$

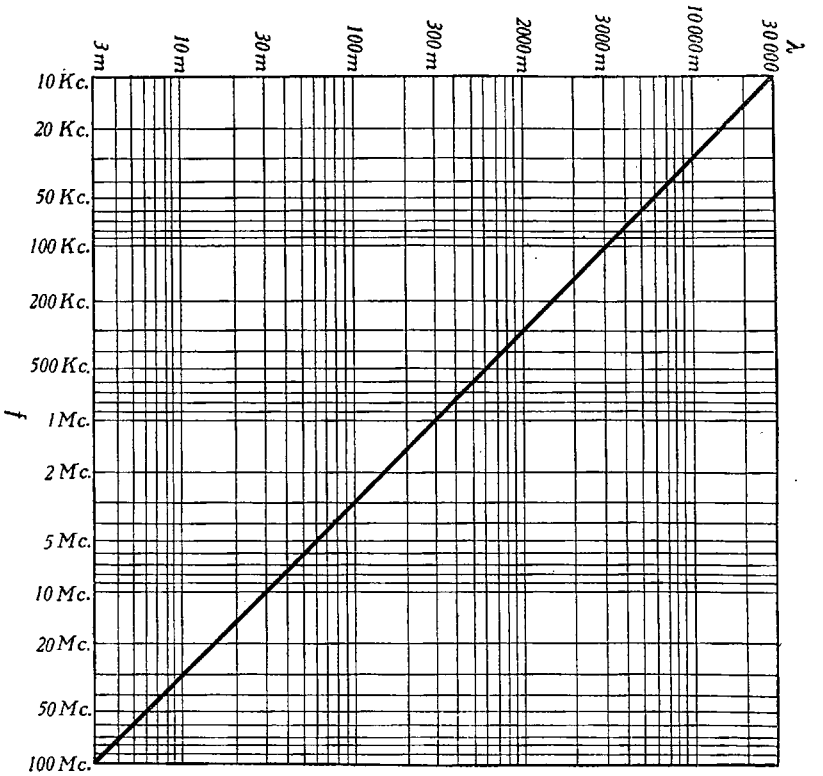
o bien, supuesto que

$$W_e = k \cdot E_e^2 \quad \text{y} \quad W_r = k \cdot E_r^2,$$

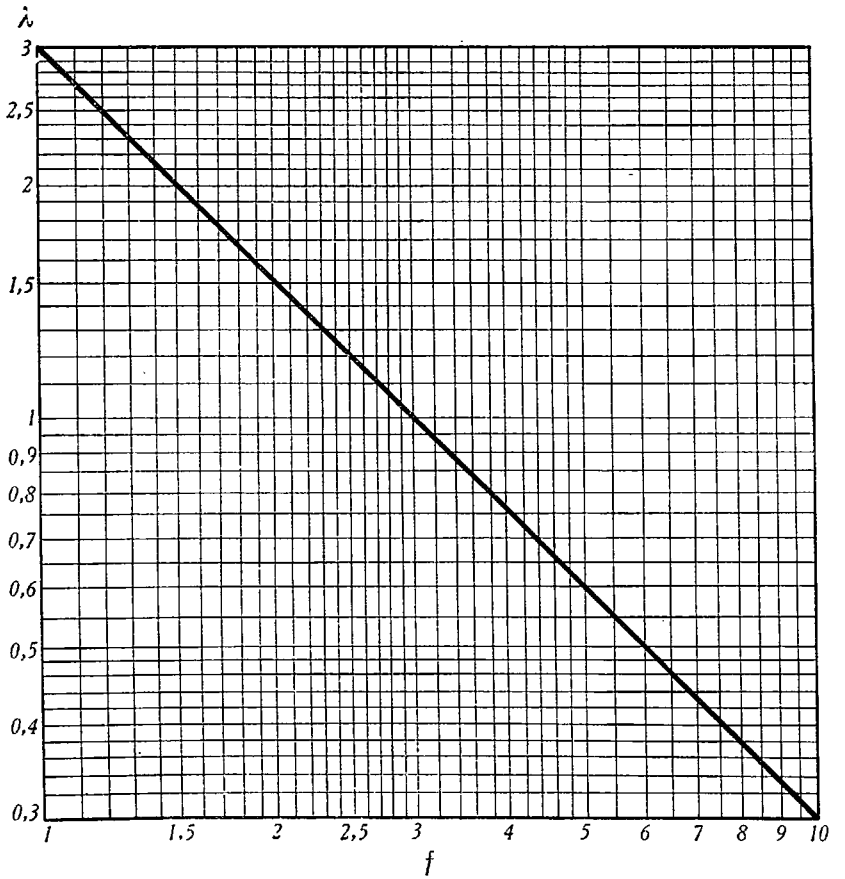
$$\text{relación de ondas estacionarias} = \frac{\sqrt{W_r} + \sqrt{W_e}}{\sqrt{W_e} - \sqrt{W_r}}$$

Por consiguiente, la determinación de la relación de ondas estacionarias se reduce a la medida de potencia anteriormente tratada.

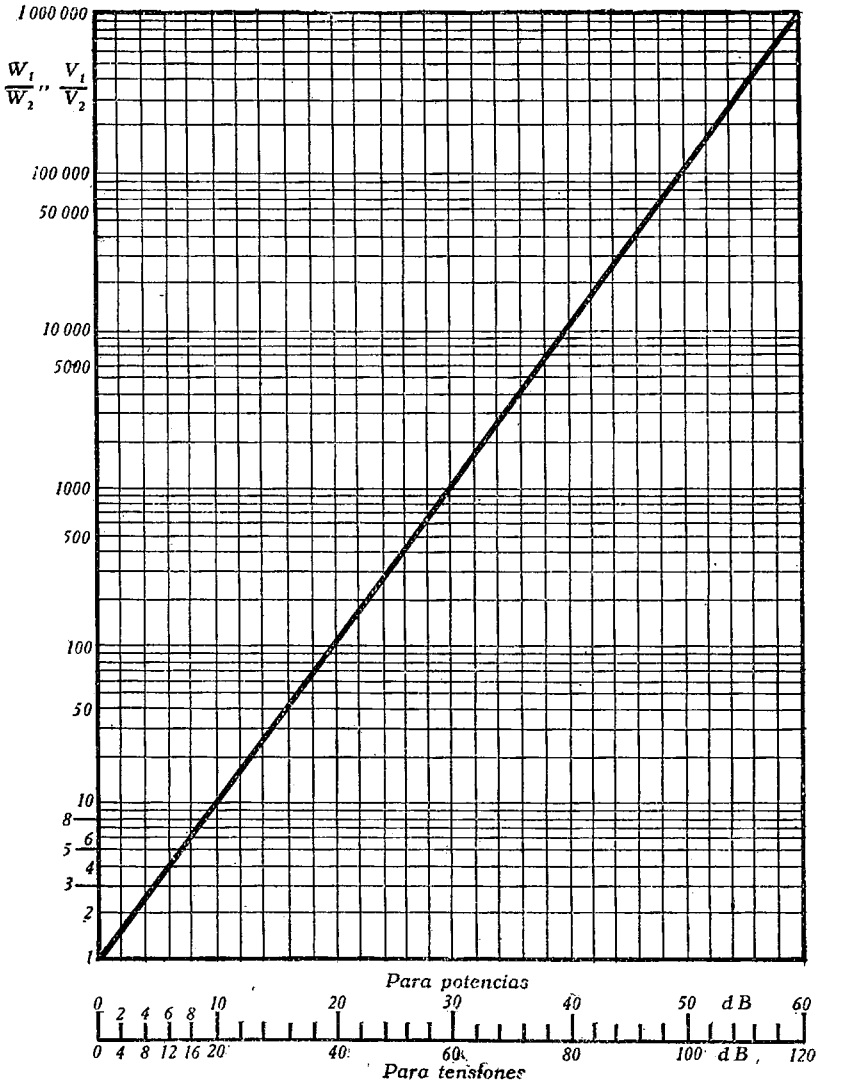
APÉNDICE



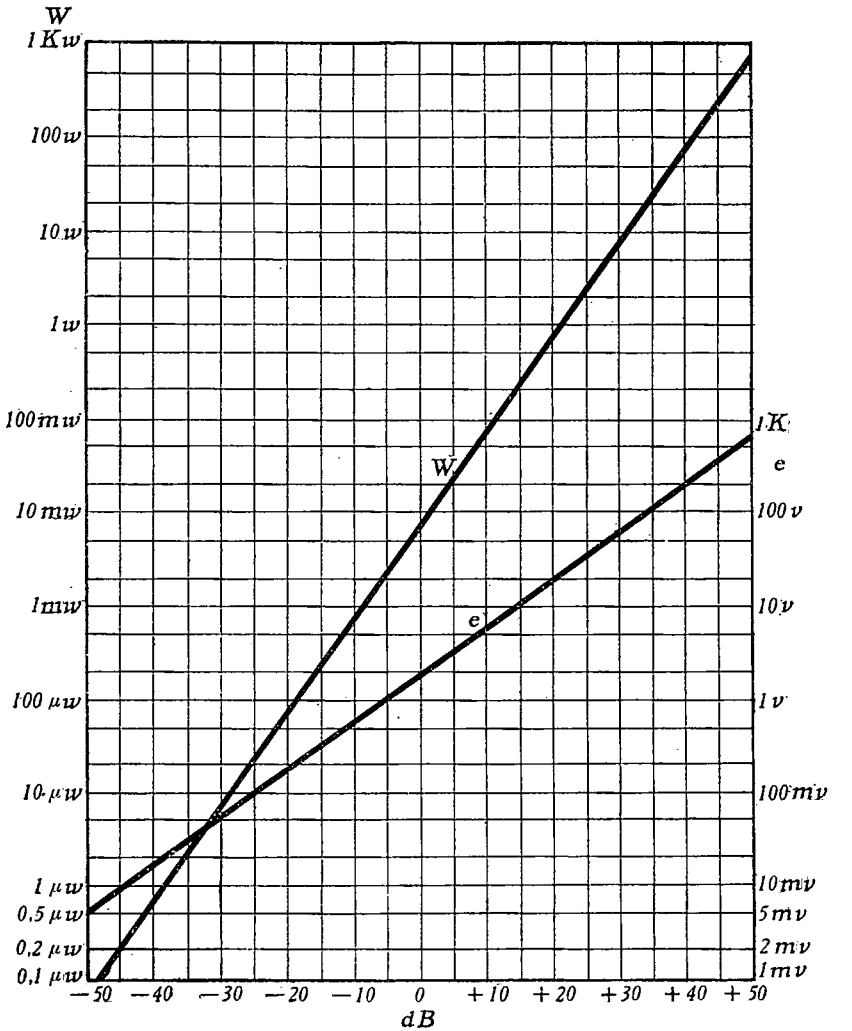
Conversión de longitudes de onda en frecuencias (1.ª parte)



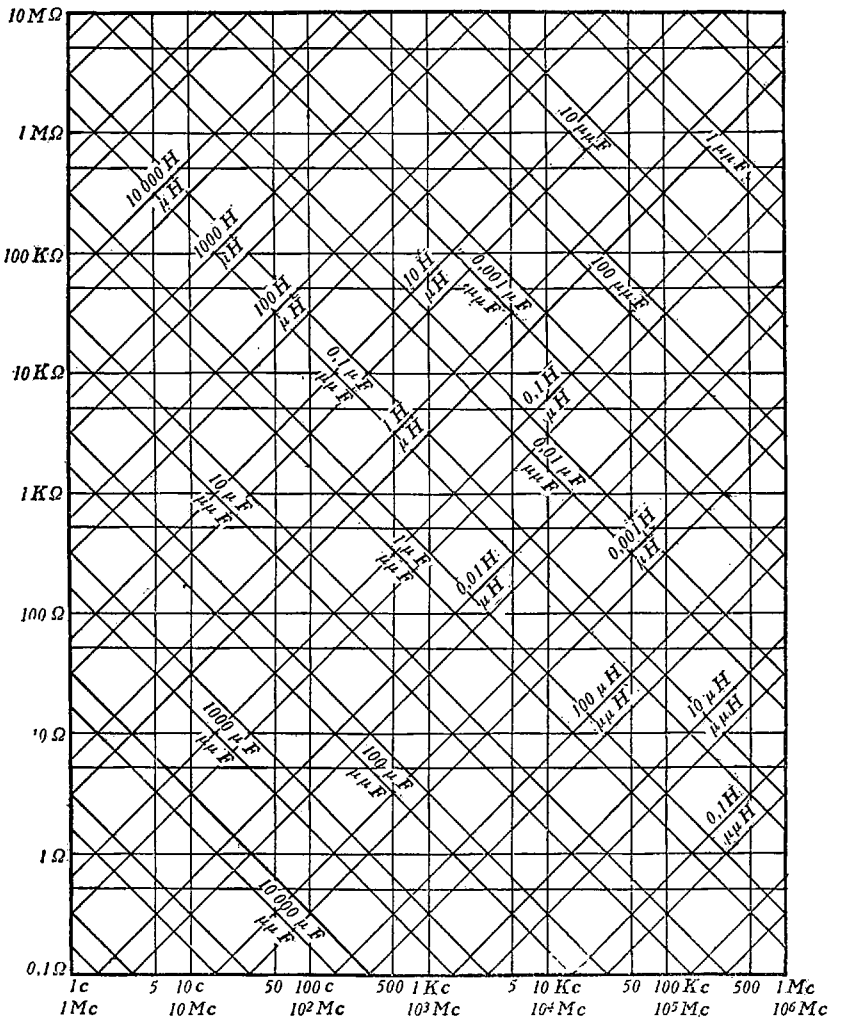
Ábaco para reducir longitudes de onda a frecuencias (2.ª parte)



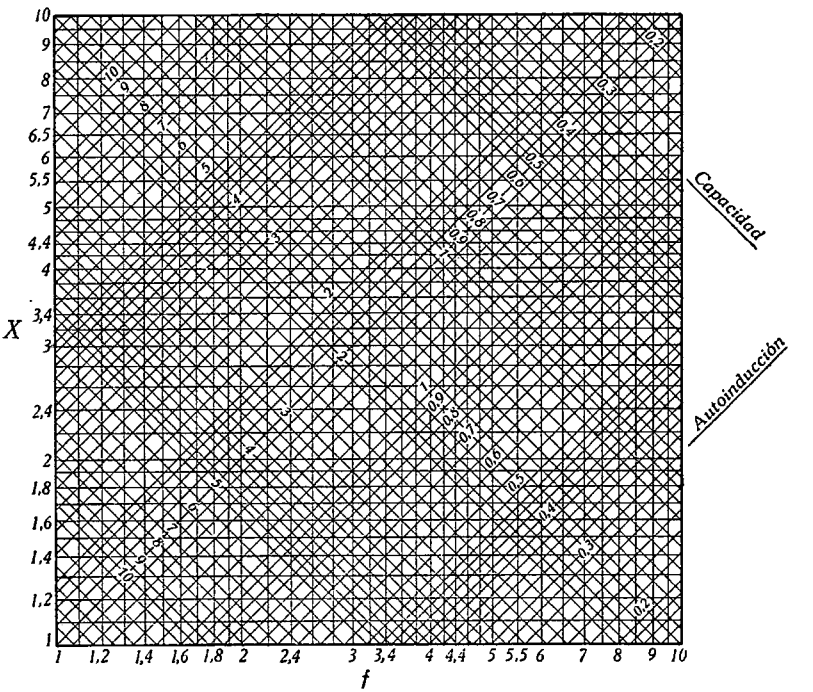
Reducción de decibelios a relaciones de potencias o de tensiones



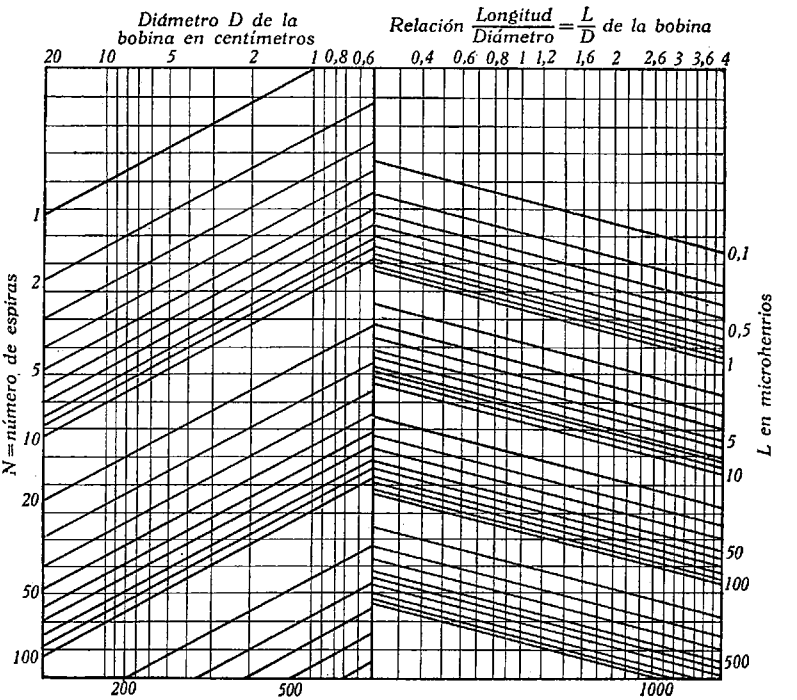
Correspondencia de un número dado de decibelios sobre un nivel de 6 mW., con la potencia y con la tensión sobre una línea de 500 ohmios



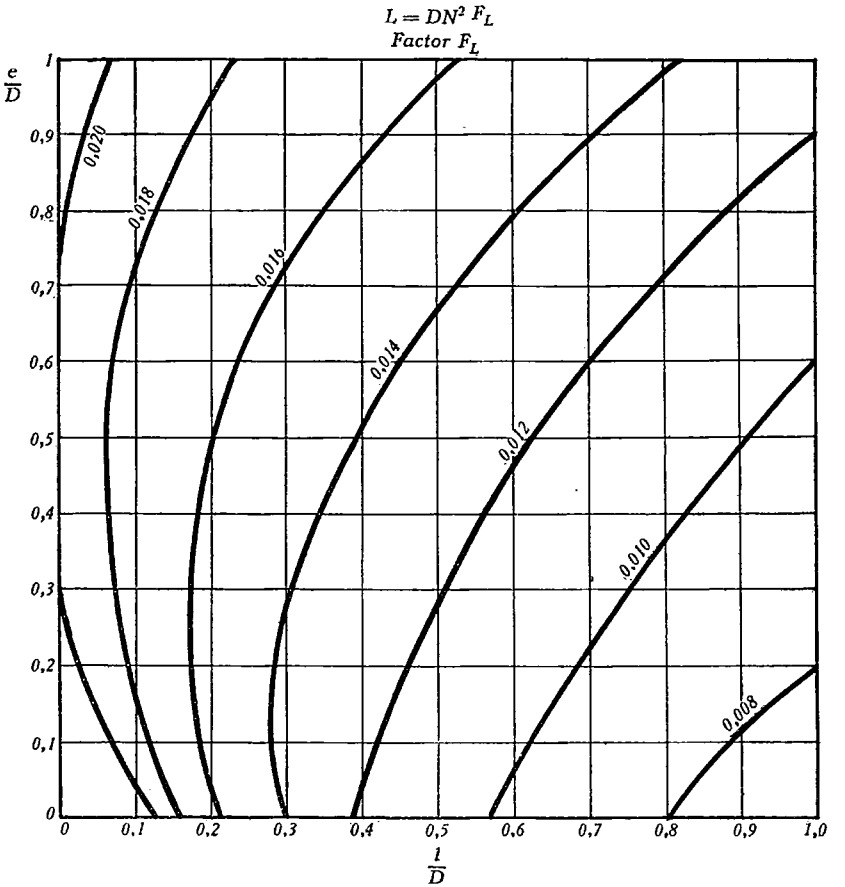
Cálculo de reactancias y de frecuencias de resonancia (1.ª parte)



Cálculo de reactancias y de frecuencias de resonancia (2.ª parte)

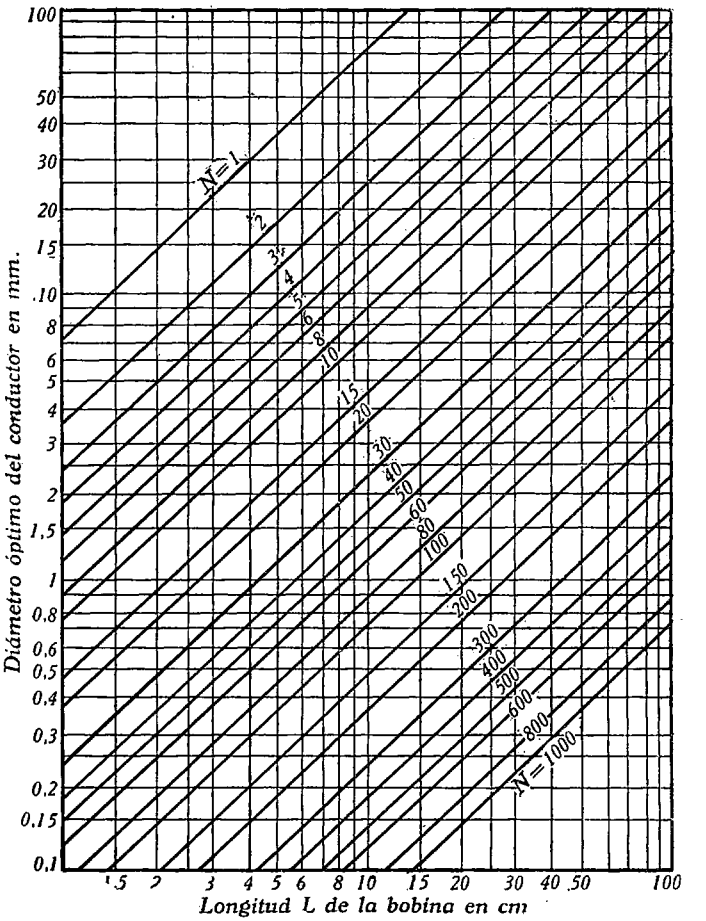


Cálculo del coeficiente de autoinducción de una bobina cilíndrica de una sola capa de espiras

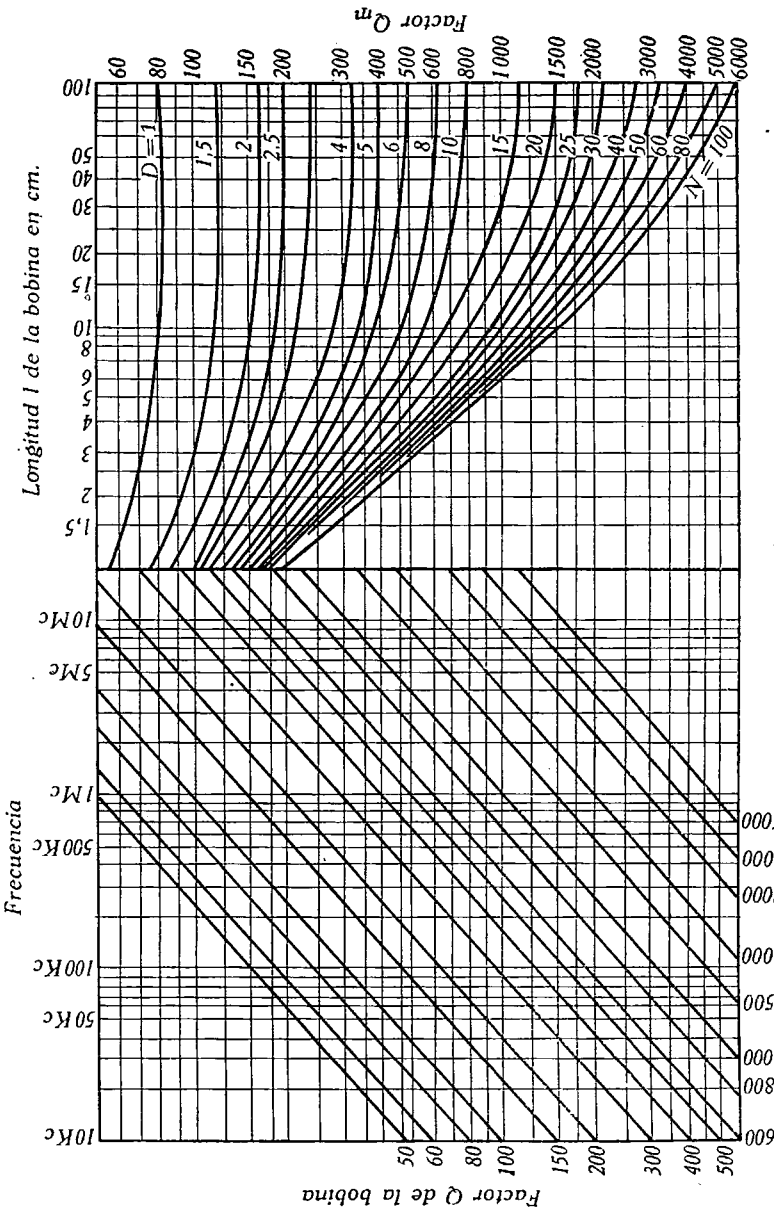


Cálculo del coeficiente de autoinducción de una bobina duolateral (nido de abeja)

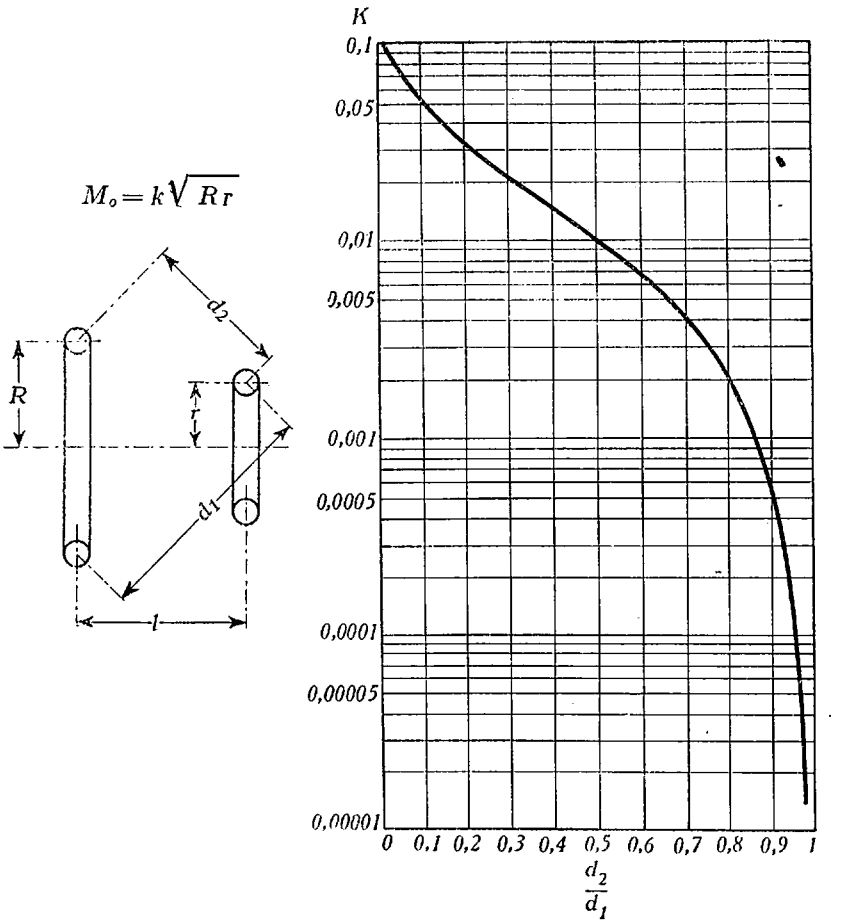
$$d_{opt.}=0{,}707\,\frac{l}{N}$$



Cálculo del diámetro óptimo del conductor de una bobina cilíndrica de una sola capa de espiras



Cálculo del factor de calidad Q de una bobina cilíndrica de una sola capa de espiras



Cálculo del coeficiente de inducción mutua de dos bobinas

Índice alfabético

Acoplamiento intervalvular por transformador, 150.
— parásito, 32.
Altura efectiva, 204.
Amplificador-detector, 200.
Análisis oscilográfico, 159.
Analizador de ondas, 163.
Antena de cuadro, 204.
— dipolo vertical, 206.
Atenuador, 193.
Autoinducción de dispersión total, 86.

Bolómetro, 240.

Cálculo de errores, 5.
Calorímetro para f. u. e., 238.
Campos de medida del voltímetro, 100.
Característica de modulación, 132.
— de respuesta de un transformador de audiofrecuencia, 86.
Capacidad del condensador, 36.
— parásita, 48.
— residual del puente, 26.
Célula fotoeléctrica, 125.
Componentes parásitas, 21.
Condiciones de equilibrio, 10.
Conferencias Internacionales de Telecomunicaciones, 121.
Constante de tiempo, 186.
Constantes de ajuste, 33.
Contraste de los instrumentos con termoelemento, 69.
Corriente de paso, 36.
Curva de respuesta del indicador de batido, 48.

Descripción de puentes de medida, 21.
Determinación de la característica del CAS, 185.
— de las características de modulación, 129.
— de la frecuencia propia de resonancia de las bobinas, 44.
Diagrama de radiación, 210.

Ecuaciones de equilibrio, 15.
— — del puente de Anderson, 21.
— — — de Sauty, 13.
Equilibrio de fase, 26.
Equilibrio del puente, 36.
Error en las medidas, 48.
Errores en las medidas, 23.

Factor de distorsión, 156.
— de potencia, 12, 41.
Fotómetro, 125.
Frecuencia de corte, 148.
— inferior de corte, 90.
— superior de corte, 90.
Frecuencias normales, 192.
Funciones hiperbólicas, 4.

Ganancia en frecuencias bajas, 145, 148, 150.
— — elevadas, 144, 147, 151.
— — medias, 144, 147, 150.
Generador de audiofrecuencia, 97.
— patrón de radiofrecuencia, 192.

Impedancia de excitación, 75.
— mutua, 76.
— de transferencia, 75.
Índice de modulación, 135.
Inductómetro de radiofrecuencia de lectura directa, 46.

Mediciones con dos señales, 187.
Medida de la admitancia, 66.
— de la amplitud de los armónicos, 180.
— de la autoinducción de dispersión, 84.
— del campo de los armónicos de radiofrecuencia, 128.
— de la capacidad distribuída de las bobinas, 43, 53.
— de capacidades, 39, 54, 63.
— del coeficiente, 75.
— de coeficientes de autoinducción, 27, 40, 53, 64.
— de las componentes de la tensión, 74.
— de la distorsión, 143.
— — armónica, 154.
— — lineal, 144.
— — en transmisores de MF, 157.
— de la estabilidad de la frecuencia, 122.
— — de frecuencia del oscilador local, 183.

Medida del factor de potencia, 26, 55.
— — — de los condensadores, 40, 65.
— — de sobretensión, 28.
— — — de las bobinas, 40, 65.
— de fidelidad, 175.
— de la frecuencia, 110.
— de la impedancia característica de líneas, 244.
— de la intensidad de campo en un punto, 204.
— — de corrientes de alta y baja frecuencia, 67.
— de la longitud de onda, 226.
— por el método de heterodinación, 111.
— — de resonancia, 110.
— del porcentaje total de armónicos, 176.
— de potencia, 124, 237.
— de la potencia de transmisores de onda corta y alta potencia, 127.
— de la profundidad de modulación, 130.
— de la protección contra la frecuencia imagen, 182.
— de Q, 52.
— de la relación de ondas estacionarias, 244.
— — ruido, 181.
— — de transformación, 83.
— de resistencias, 24.
— — en alta frecuencia, 18.
— del ruido de fondo, 162.
— de selectividad, 170.
— de sensibilidad, 168.
— de tensiones de alta y baja frecuencia, 70.
— trigonométrica de ángulos, 1.
Medidas en frecuencias ultraelevadas, 226.
— por el método del puente, 7.
— — de resonancia, 39.
— con el oscilógrafo de rayos catódicos, 57.
— de propagación electromagnético, 202.
— en receptores, 168.
— en transmisores, 121.
Medidor de factor de sobretensión, 49.
— de intensidad de campo, 217.
— de modulación de lectura directa, 134.
Método calorimétrico, 126, 238.
— de Campbell, 81.
— directo, 241.
— de Felici, 78.
— de medida por «hilos de Lecher», 226.
— de Taylor, 79.
Métodos fotométricos, 125.
Modulación crestas negativas, 131.
Modulación crestas positivas, 131.
Modulador de frecuencia, 199.
Moduladores de M F, 135.

Noción de vector, 3.
Números imaginarios, 3.

Ondámetro heterodino de precisión, 113.
— de resonancia, 110.
Ondámetros de absorción, 111.
— de línea coaxial, 228.
Ondas quebradas, 159.
Oscilador de relajación, 197.
Osciladores de audiofrecuencia, 97.
Oscilógrafo de alineación, 197.
— de rayos catódicos, 173.

Patrón primario de frecuencia, 116.
Patrones, 23.
Propagación de la onda de espacio, 212.
Puente de Anderson, 18.
— de Hay para autoinducciones de bobinas de alto Q, 13.
— de Maxwell, 15.
— para medida de condensadores electrolíticos, 34.
— de Owen, 17.
— —, condiciones de equilibrio, 17.
— de radiofrecuencia, 30.
— — para medida de impedancias, 92.
— de Sauty, 12.
— de Schering para capacidades, 10.
— en T, 18.
— —, condición de equilibrio, 18.
— universal de impedancias, 23.
Puentes de corriente alterna, 10.
— — continua, 9.

Reactancia capacitiva, 32.
— inductiva, 32.
Registrador automático de intensidad de campo, 212.
Regulación de la fase, 103.
Relación de Thompson, 39.
Resistencia de la bobina, 46.
— residual, 25.
Resistencias de pérdida en serie, 41.
— de pérdidas en paralelo, 41.
Respuesta de la etapa de salida, 146.
— de etapas amplificadoras acopladas por resistencia-capacidad, 144.

Thèvenin, 7.

Valor medio de estabilidad, 122.
Voltajes de cresta, 99.
Voltímetro analizador de las componentes del voltaje, 100.
Voltímetros de válvula, 72, 98.

La Escuela del Radiotécnico

ENCICLOPEDIA PRÁCTICA
DE RADIOTECNIA APLICADA

Publicada bajo la dirección de JOAQUÍN SÁNCHEZ-CORDOVÉS
Ingeniero de Telecomunicación

VOLÚMENES QUE CONSTITUYEN LA OBRA

I. **Fundamentos de Radioelectricidad,** por JOAQUÍN SÁNCHEZ-CORDOVÉS, Ingeniero de Telecomunicación.

II. **Curso de Cine sonoro. Reproducción,** por EDUARDO GIL SANTIAGO, Licenciado en Ciencias Físicas, Ingeniero de Telecomunicación e Ingeniero de Servicio de la Western Electric Co. of Spain.

III. **Megafonía y Electroacústica,** por J. J. RAMIL MORAL, Ingeniero de Telecomunicación.

IV. **Medidas en alta y baja frecuencia,** por ESTEBAN BENABARRE, Jefe Técnico del Laboratorio de la Dirección General de Radiodifusión.

V. **Alta frecuencia y Radiotecnia,** por JOAQUÍN SÁNCHEZ-CORDOVÉS. *(Próxima publicación).*

VI. **Radiogoniometría,** por EMILIO FERNÁNDEZ CASADO, Ingeniero de Telecomunicación, y VALENTÍN QUINTAS CASTAÑS, Ingeniero de Telecomunicación. *(En prensa).*

VII. **La Radio en la Navegación aérea,** por MIGUEL SORIA DEL CAMPO, Ingeniero de Telecomunicación. *(En prensa).*

VIII. **La Radio en la Navegación marítima,** por EMILIO FERNÁNDEZ CASADO, Ingeniero de Telecomunicación, y VALENTÍN QUINTAS CASTAÑS, Ingeniero de Telecomunicación. *(En preparación).*

IX. **Receptores de Televisión,** por JOAQUÍN SÁNCHEZ-CORDOVÉS. *(En preparación).*

X. **Reparación y ajuste de receptores,** por RAFAEL BURGUETE. *(En preparación).*

XI. **Radioreceptores,** por JOSÉ DE PAULA PARDAL, Ingeniero de Telecomunicación. *(En preparación).*

XII. **El Oscilógrafo de Rayos catódicos y sus aplicaciones,** por EDUARDO GIL SANTIAGO, Licenciado en Ciencias Físicas, Ingeniero de Telecomunicación e Ingeniero de Servicio de la Western Electric Co. of Spain. *(En preparación).*

XIII. **Radiotransmisores. Proyecto y Construcción,** por JOAQUÍN SÁNCHEZ-CORDOVÉS y MIGUEL SORIA DEL CAMPO. *(En preparación).*

4 Vols.
1.200.-